

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES



Grado en Ingeniería de Sistemas de Comunicaciones

Trabajo de Fin de Grado

**DISEÑO DE UNA ANTENA DE BAJO PERFIL  
PARA UN SISTEMA ANTICOLISIÓN EMBARCADO**

Autora:

Patricia León Villarejo

Tutor:

José Luis Vázquez Roy

Junio 2014



*“...Ten siempre a Ítaca en la memoria.  
Llegar allí es tu meta.  
Mas no apresures el viaje.  
Mejor que se extienda largos años;  
y en tu vejez arribes a la isla  
con cuanto hayas ganado en el camino,  
sin esperar que Ítaca te enriquezca...”*

*K. Kavafis (1911)*

# Contenido

<b>Agradecimientos</b>	<b>VI</b>
<b>Resumen</b>	<b>VII</b>
1. Introducción.....	1
2. Estado del arte .....	3
2.1. TCAS .....	3
2.1.1. Definición TCAS .....	3
2.1.2. Historia TCAS .....	7
2.1.3. Especificaciones del Sistema.....	8
2.2. Teoría de antenas .....	10
2.2.1. Antenas de Hilo .....	10
2.2.2. Antenas de Parche .....	13
2.2.3. Array de Antenas .....	20
3. Objetivos del Proyecto .....	22
3.1. Etapas del desarrollo del Proyecto.....	23
4. Simulaciones y diseños previos del elemento básico .....	25
4.1. Parche circular en modo cero cortocircuitado mediante un poste central .....	25
4.2. Diseño del parche con 2 sustratos FR-4.....	29
4.3. Comparativa entre ambos diseños .....	32
4.4. Diseño del parche sustituyendo el poste central por cuatro pines .....	32
4.5. Comparativa de ambos diseños (poste central y pines) .....	35
5. Diseño del array.....	36
5.1. Diseño inicial del array de parches .....	37
5.2. Obtención de la curva de calibración del ángulo de llegada.....	40
5.3. Estudio de las distintas tipologías del array en función de la posición de la sonda coaxial .....	41
5.3.1. Comparativa de los resultados de las distintas tipologías .....	43
5.4. Diseño del array con sustrato común .....	43
5.4.1. Diseño con cuatro pines.....	43
5.4.2. Diseño con poste central.....	52
5.4.3. Comparativa entre ambos diseños .....	56
5.5. Diseño final y optimización del mismo .....	56
6. Construcción de la antena.....	64
7. Conclusiones y líneas futuras .....	68
<b>Presupuesto</b>	<b>70</b>

<b>Índice de Figuras</b>	<b>72</b>
<b>Índice de Tablas</b>	<b>75</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>76</b>

# Agradecimientos

En primer lugar, agradecer a mi tutor, José Luis, por haberme dado la oportunidad de hacer este proyecto y haber confiado en mí. Gracias por tu apoyo, tu extraordinaria paciencia y tu buen carácter, y sobre todo por haberme contagiado tu gusto por la radiofrecuencia. El motivo principal de que eligiera este proyecto fue tener la oportunidad de tenerte como tutor. Ha sido un verdadero placer haber trabajado a tu lado durante este tiempo.

Quiero hacer una mención especial a mis padres, a quienes agradezco de todo corazón su sacrificio y su esfuerzo desinteresado para darme una buena formación y hacer posible que hoy pueda estar aquí. El maratón es una auténtica metáfora de la vida. Hay momentos difíciles en los que, a veces, uno piensa en abandonar. Mil gracias papá por hacerme ver que lo importante en este “maratón” es no pararse y llegar hasta la meta, aunque haya que bajar el ritmo. El éxito se consigue poco a poco, pasito a pasito y esfuerzo tras esfuerzo. No llega antes el que más corre sino el que nunca se para. Gracias mamá por ser mi mejor apoyo y entenderme cuando nadie más lo hacía. Gracias a Rubén, mi hermano, por ser la tranquilidad que más necesitaba. Gracias a toda mi familia por ser, simplemente, genial.

Agradecer a mis compañeros de universidad estos años de carrera. Sin ellos habría sido mucho más difícil. Agradecer muy especialmente a Andrea por hacer de estos últimos años los mejores y a David por haber estado siempre ahí. También a Rafa, Sergio, Alex y Borja que todo lo saben. Como no a Jesús, al que le doy las gracias, donde quiera que esté, por esos dos primeros y arduos años de carrera. Muchas de las mejores anécdotas me las llevo contigo.

Aprovecho para agradecer a Manolo y a Carmen, que aunque no lo sepan, para mí han sido más que profesores. Gracias Manolo por tu buen humor, siempre llevaré a Ítaca conmigo, y gracias Carmen por creer tanto en mí.

Por último, y no menos importante, agradecer a Laura y a Alba por todo lo que hemos vivido y lo que nos queda. Gracias también a los compañeros con los que comparto el gusto por el deporte, especialmente a mi equipo de triatlón. Me habéis ayudado enormemente a “desconectar” y a olvidarme por un instante del estrés de la universidad.

Patricia

# Resumen

El proyecto realizado describe el diseño, construcción y medidas de una antena para un sistema embarcado de alerta de tráfico y evasión de colisión, TCAS. El objetivo de este trabajo se centra en diseñar una antena de pequeñas dimensiones y bajo peso, sirviéndonos para ello de la tecnología microstrip, que sea capaz al mismo tiempo de soportar las funcionalidades de una antena TCAS. Esta antena trabajará en una banda que cubra las frecuencias de 1030 MHz y 1090 MHz, tal y como indican las especificaciones del sistema.

Como propuesta innovadora, la antena está compuesta por antenas tipo parche, siendo lo habitual en este tipo de sistemas el empleo de monopolos o monopolos modificados.

La antena en cuestión diseñada es un array plano 2x2 formado por un conjunto de cuatro antenas individuales de parche funcionando en un modo de radiación omniacimutal. La antena se compone de un plano de masa común sobre el que se apoyan dos dieléctricos FR4 de distintos grosores, separados por una capa de espuma. Las metalizaciones circulares formarán los cuatro parches pertenecientes a las cuatro antenas individuales. Para conseguir un diagrama de radiación omniacimutal se han colocado cuatro cilindros en el centro de cada parche que atraviesan cada antena, conectado el plano de masa con el parche radiante. La polarización presente en la antena es vertical.

Gracias a la óptima combinación de dichos parches se consigue una lectura de la dirección de apuntamiento de un frente de ondas procedente de un transceptor embarcado.

Finalmente, se ha presentado en el proyecto un análisis de los resultados obtenidos, explicando de forma detallada las limitaciones encontradas y las decisiones tomadas.

Para el diseño de esta antena se ha utilizado el programa CST Microwave Studio [1] que permite realizar simulaciones electromagnéticas de onda completa (en tres dimensiones) tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia.







## 1. Introducción

La aviación, en términos generales, es un sector con un inmenso potencial a nivel global, constituyendo la aviación civil, uno de los principales sectores de la actividad económica. Como dato peculiar, alrededor de un 40% de las ventas de productos de alta tecnología dependen de la calidad del transporte aéreo. Esto pone de manifiesto el fuerte impacto que ejerce la industria aeronáutica sobre la economía [2].

Debido, principalmente, a los elevados costes para el desarrollo de productos relacionados con el sector aeroespacial y a las altas exigencias tecnológicas, el número de países dedicados a esta industria es reducido. Actualmente, casi la mitad de la facturación global del sector pertenece a los Estados Unidos. Sin embargo, este liderazgo se está viendo amenazado por la Unión Europea.

La industria aeronáutica española ha ido evolucionando y creciendo desde sus comienzos. Esto ha permitido a España posicionarse a nivel europeo como la quinta potencia del sector, tanto en términos de facturación como de empleo y gozar de un elevado prestigio internacional en términos de materia espacial [3].

En el año 2012 las empresas españolas del sector aeroespacial obtuvieron una facturación de 700 millones de euros, según datos suministrados por la Asociación de Empresas Tecnológicas de Defensa, Aeronáutica y Espacio (TEDAE). Dato que contrasta con la realidad de la industria de defensa, cuya situación va empeorando, debido principalmente a los recortes en presupuestos e inversiones, tanto a nivel europeo como a nivel español [4].

A nivel mundial, según los últimos datos presentados por TEDAE, España es la octava potencia aeronáutica.

Pese a la situación de crisis actual que se desarrolla en todo el mundo, el sector aeroespacial español sigue siendo un sector estratégico clave para la economía e industria del país. Sin embargo, debido a la enorme competencia existente, el sector aeronáutico español se ha visto obligado a buscar nuevas estrategias y nuevos retos, apostando por la innovación, que lo consoliden en el mercado aeronáutico y lo hagan más competente [4].

Con el fin de reforzar la posición de la industria española en Europa, el sector aeronáutico recoge una serie de objetivos dentro de su plan estratégico, entre los que se encuentran ampliar las capacidades de integración de aviones y sistemas, y reforzar las capacidades tecnológicas existentes haciéndolas más prometedoras.

Las sucesivas mejoras tecnológicas que han ido acaeciendo en estos últimos años han permitido al sector progresar en aspectos como seguridad y velocidad, así como también, aumentar la eficiencia y la comodidad del transporte aéreo. La facturación total del sector aeronáutico, obtenida a finales de 2012, es un reflejo de esta mejoría, ya que superó los 11.700 millones de euros, equivalente a un incremento del



10% respecto a los resultados obtenidos en el año anterior, según los últimos datos presentados TEDAE [4].

Es evidente que se trata de un sector con un crecimiento manifiesto, en el que muchos confían para salir de la crisis económica, puesto que, aunque aún encontramos diferencias respecto a otros países de la unión europea, estas son menores que en años anteriores. España sigue aumentando su competitividad en la industria y sigue apostando por el sector aeronáutico.

## 2. Estado del arte

### 2.1. TCAS

#### 2.1.1. Definición TCAS

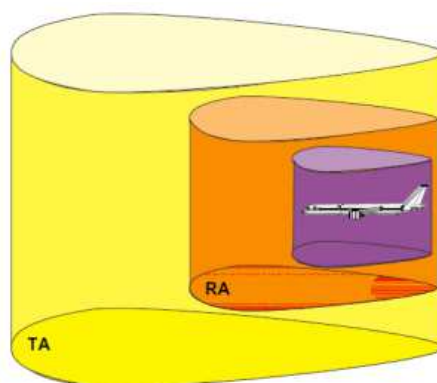
El objetivo de este proyecto es diseñar una antena para un Sistema Anticolisión Embarcado. Este sistema se denomina TCAS y es un sistema conocido prácticamente en todo el mundo, aunque en Europa son más conocidas las siglas ACAS (*Airborne Collision Avoidance System*). Las siglas TCAS tienen su origen en las palabras inglesas “*Traffic alert and Collision Avoidance System*” (sistema de alerta de tráfico y evasión de colisión).

TCAS es un sistema electrónico de a bordo, basado en el uso de transpondedores SSR, que emplea señales de radio para la vigilancia a los aviones que se encuentren en las proximidades y no precisa de estaciones de control de tránsito aéreo en tierra.

Un transpondedor de a bordo proporciona señales codificadas como respuesta a las señales de interrogación procedentes de los radares de las aeronaves que estén equipados con un sistema TCAS y de los radares secundarios en tierra (que operan a 1030MHz). Existen tres tipos de transpondedores, es decir, tres formas distintas de interrogar a la aeronave: Modo A (la información que se obtiene de la aeronave es un código de identificación de posición), Modo C (la información que se obtiene es la altitud barométrica) y Modo S (el sistema realiza interrogaciones selectivas, conectándose con la unidad de tierra y otros transpondedores) [5] y [6].

TCAS proporciona dos tipos de avisos:

- Avisos de tráfico, TA (Traffic Advisories): proporcionan información al piloto sobre la presencia en las cercanías de una aeronave desconocida. Son avisos auditivos y visuales que facilita TCAS cuando detecta la presencia de un avión intruso y no constituyen una amenaza inmediata.
- Avisos de Resolución, RA (Resolution Advisories): constituyen órdenes de evasión en el plano vertical. Se trata de un conjunto de avisos visuales y auditivos que se generan cuando se detecta un intruso que supone una amenaza de colisión.



**Figura 2.1.** Tipos de avisos



TCAS es, por tanto, un equipo de vigilancia que advierte a los pilotos de la presencia en las cercanías de aeronaves que están equipadas con el transpondedor adecuado (modos A/C y modo S), es decir, para que este sistema funcione los aviones tienen que estar equipados con un transpondedor a bordo compatible que responda a la interrogación del radar en modo A/C o S. El sistema TCAS no puede detectar la presencia de ninguna aeronave “intrusa” si esta no está equipada con un transpondedor operativo [5].

Las indicaciones TCAS se muestran normalmente en el PFD (Primary Flight Display). La información que se obtiene interrogando a las aeronaves no se muestra a los pilotos por pantalla continuamente, sino que solo se activa el display cuando el sistema TCAS detecta una situación peligrosa, como puede ser la localización de un avión en las proximidades o la presencia de una aeronave aproximándose a velocidad elevada.

En estos encuentros peligrosos, cuando el TCAS detecta que hay una posible colisión, advierte al piloto de la aeronave por medio de unas pantallas de cabina, en la que aparece el tráfico circundante (ver figura 2.2), y un sistema de avisos y alarmas auditivas, recomendándole una maniobra evasiva en el plano vertical y generando RA. El piloto debe obedecer las recomendaciones del sistema, ya que si ambas aeronaves están equipadas con TCAS, los propios transpondedores modo S generarán una respuesta coordinada en las dos aeronaves implicadas. Una aeronave recibirá órdenes de ascenso, mientras que la otra aeronave recibirá una orden de descenso. Sin embargo, esta Resolución de conflicto (RA) solo podrá ser generada si las dos aeronaves están equipadas con transpondedor en modo S ó C. Si la aeronave intrusa únicamente transmitiese en modo A, se generaría un TA y si no llevase transpondedor, o en su defecto este estuviese apagado o en stand-by, la aeronave no sería detectada por el sistema [5].

Atendiendo a la normativa, las aeronaves presentes en la zona de vigilancia están referenciadas por la diferencia de altitudes, en cientos de pies, con la propia aeronave. Esta aeronave se representa en el display mediante un avión, una flecha blanca o una flecha azul. No obstante, la representación del TCAS varía. Los distintos blancos se representan por símbolos cuya forma y color corresponden a los distintos tipos de intrusos que se definen en el TCAS. Los rombos azules o blancos para “*Proximate Traffic*”, no simbolizan una amenaza. Si el rombo está hueco significa “*Other Traffic*”, el intruso se sitúa a más de 6 nmi. Las amenazas reales se representan con cuadros rojos y generan RA. Por último, un círculo amarillo representa TA. Ante este tipo de avisos los pilotos deben estar alerta para no convertir la amenaza potencial en real. Los dígitos que aparecen junto a los símbolos indican la altitud (en pies) relativa entre la aeronave y la aeronave intrusa. Si este valor es positivo indica que la aeronave intrusa está por encima, si por el contrario es negativo, la aeronave está por debajo. También, junto a los símbolos aparecen flechas que indican la tendencia vertical (ascendente o descendente) de la otra aeronave. Con este sistema, se vigilan un mínimo de 30 aeronaves [5] y [6].



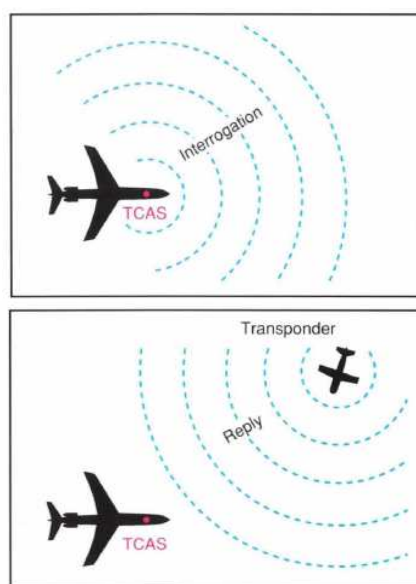
**Figura 2.2.** TCAS Display [7]



**Figura 2.3.** Instrumentación EFIS (Electronic Flight Instrument System) [7]

TCAS utiliza la técnica de pregunta/respuesta (figura 2.4) para detectar la presencia y localizar a todas las aeronaves que se encuentren dentro del radio de alcance. El alcance de alerta en el que se atienden las indicaciones de vigilancia es de 14 nmi. No obstante, en zonas congestionadas es aconsejable disminuir esta distancia a 4,5 nmi. En el caso de aeronaves equipadas modo S *extended squitter*, como ocurre en la mayor parte de la flota europea, se reciben indicaciones en un radio de hasta 30 nmi [5] y [7].

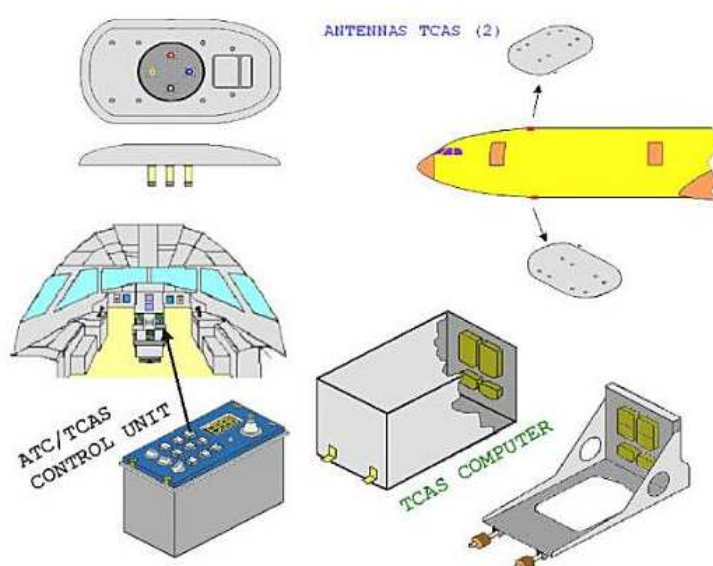
Para detectar la presencia de aeronaves cercanas, TCAS transmite interrogatorios a un ritmo constante, normalmente una vez por segundo (pero pueden ser más), y emplea un receptor para detectar las respuestas a estos interrogatorios. Las señales de interrogación se transmiten a una frecuencia de 1030MHz, mientras que las respuestas de las aeronaves interrogadas responden a una frecuencia de 1090MHz.



**Figura 2.4.** Técnica Pregunta/Respuesta

La computadora del TCAS usa el tiempo transcurrido entre la interrogación y su respuesta para calcular la distancia que hay entre las dos aeronaves [7].

El sistema de anticollisión embarcado lo componen dos antenas colocadas en el fuselaje de la aeronave. La antena que se encuentra en la parte superior presenta un diagrama de radiación direccional, mientras que la antena situada en la parte inferior del fuselaje puede ser omnidireccional o direccional. También, forman parte de este sistema un computador TCAS situado en el compartimento de aviónica y una unidad de control ATC/TCAS situada en la cabina de mando [6].



**Figura 2.5.** Componentes TCAS [6]



Existen cuatro tipos de TCAS dependiendo del tipo de avisos que puedan proporcionar y de los modos de los transpondedores.

- TCAS I: interroga a los transpondedores de los otros aviones advirtiéndolo del riesgo, es decir, proporciona únicamente una visualización del tráfico cercano y genera avisos de tráfico (TA). Necesita al menos transpondedores Modo A.
- TCAS II: proporcionan avisos de tráfico (TA) y avisos de resolución (RA). Esto es, advertirá del riesgo y además proporcionará una maniobra evasiva en el plano vertical (que ascienda o descienda) opuesta en cada avión (siempre que ambas aeronaves cuenten con el sistema TCAS II). Es el estándar actual.
- TCAS III: proporciona aviso de tráfico y de evasión en el plano vertical y horizontal.
- TCAS IV: incorporaría datos adicionales de navegación.

Actualmente, tanto el desarrollo del TCAS III como del TCAS IV se encuentran parados debido principalmente al margen coste-beneficio y a problemas técnicos. Las estadísticas indican que el 90% de los encuentros aéreos se resuelven de una forma más eficaz empleando maniobras verticales, por lo que el análisis coste-beneficio desaconseja seguir el desarrollo en este sentido. Además, la tecnología de interrogación activa no era lo suficientemente precisa.

Según un riguroso estudio realizado por Eurocontrol (Organización Europea para la Seguridad de la Navegación Aérea fundada en Bruselas en 1960), en el que se consideraban tanto los aspectos técnicos y de entorno como el comportamiento humano, el sistema TCAS reduce el riesgo de colisión en un factor de 3 ó de 2, dependiendo de si el servicio de control dispone de Alerta de Conflictos. La probabilidad de colisión en vuelo actual, en el espacio aéreo europeo, es de  $2,7 \times 10^{-8}$ , es decir, una colisión cada 3 años [5].

### 2.1.2. Historia TCAS

El interés por desarrollar un sistema anticolidión se atribuye, en gran medida, a una serie de colisiones en vuelo que dieron como resultado un conjunto de normas que obligan a todas aquellas aeronaves que operan en determinado espacio aéreo a equiparse con equipos anticolidión.

La primera colisión en el aire se dio en 1956 sobre el Gran Cañón de Colorado, Arizona. En 1978 tuvo lugar una segunda colisión sobre San Diego entre una avioneta y un avión de pasajeros. Finalmente, en 1986 se produjo la tercera colisión cerca de Cerritos, California. La conmoción social, producida tras la pérdida de todos los pasajeros que viajaban en los aviones implicados, llevó a las autoridades aeronáuticas y líneas aéreas a cuestionarse la seguridad y considerar la necesidad de un sistema anticolidión para todas aquellas aeronaves que operasen en el espacio aéreo estadounidense. Fue en 1974, tras la primera colisión aérea, cuando comenzó a desarrollarse BCAS (*Beacon Collision Avoidance System*), un sistema aéreo basado en transpondedores. En 1981 la FAA, responsable de la regulación y seguridad de todos los aspectos de la aviación de los Estados Unidos, (*Federal Aviation Administration*) pasó a llamarlo TCAS.



No obstante, ya en 1955, el Dr. John Morrell, de la compañía Bendix, fue el autor de uno de los avances más importantes dentro del concepto de sistemas anticolidión. Desarrolló el concepto de medir tiempos en lugar de distancias como mecanismo para evitar las colisiones [5], [7], [8] y [9].

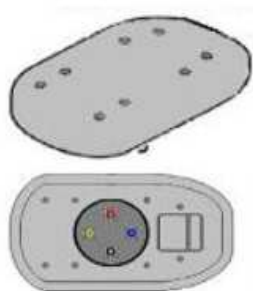
Las contribuciones en el desarrollo de los sistemas anticolidión por parte de los estados europeos y de Eurocontrol fueron muy significativas.

El grupo internacional, creado para evaluar la utilización de los datos SSR (*Secondary Surveillance Radar*) para evitar colisiones en vuelo, SICASP (*SSR Improvements and Collision Avoidance Panel*) determinó que, siempre y cuando hubiese un número suficiente de aeronaves equipadas con el sistema anticolidión, el riesgo de colisiones se reduciría. Por ello, el 30 de Diciembre de 1993 se determinó como obligatorio el uso del TCAS para determinados aviones que volasen sobre el espacio aéreo de Estados Unidos.

El 1995, las Normas y Métodos recomendados (SARPS, *Standards and Recommended Practices*), creados por SICASP, fueron aprobados por el Consejo de OACI (Organización de Aviación Civil Internacional). Dos años más tarde, la norma que obligaría al uso del ACAS fue propuesta por OACI. Por entonces, Estados Unidos, Australia, India y Japón ya habían iniciado sus procesos normativos [5].

### 2.1.3. Especificaciones del Sistema

Tal y como se ha mencionado anteriormente el sistema TCAS interroga con una frecuencia de 1030 MHz y responde con 1090 MHz. Además, está formado por dos antenas transmisoras/receptoras que pueden ser omnidireccionales o direccionales. No hay elementos activos dentro de las antenas.

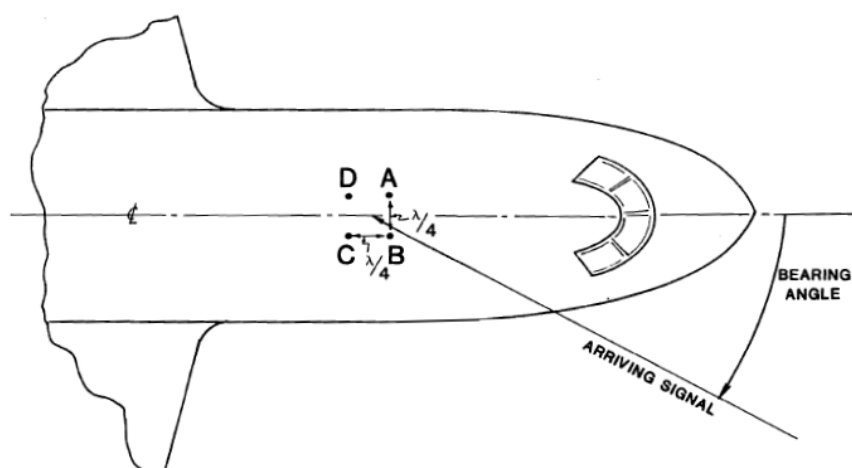


**Figura 2.6.** Antena TCAS

En la versión más extendida, las antenas están compuestas por un array plano formado por cuatro monopolos con polarización lineal vertical trabajando en la banda L y separados por una distancia igual a un cuarto de la longitud de onda,  $\lambda/4$ . Esta antena presenta una resistencia de entrada de 50 Ohmios. En la parte inferior de cada antena encontramos cuatro conectores, diferenciados por colores, cuya finalidad es conectar los cuatro elementos de la antena al computador TCAS, utilizando para ello un cable coaxial.

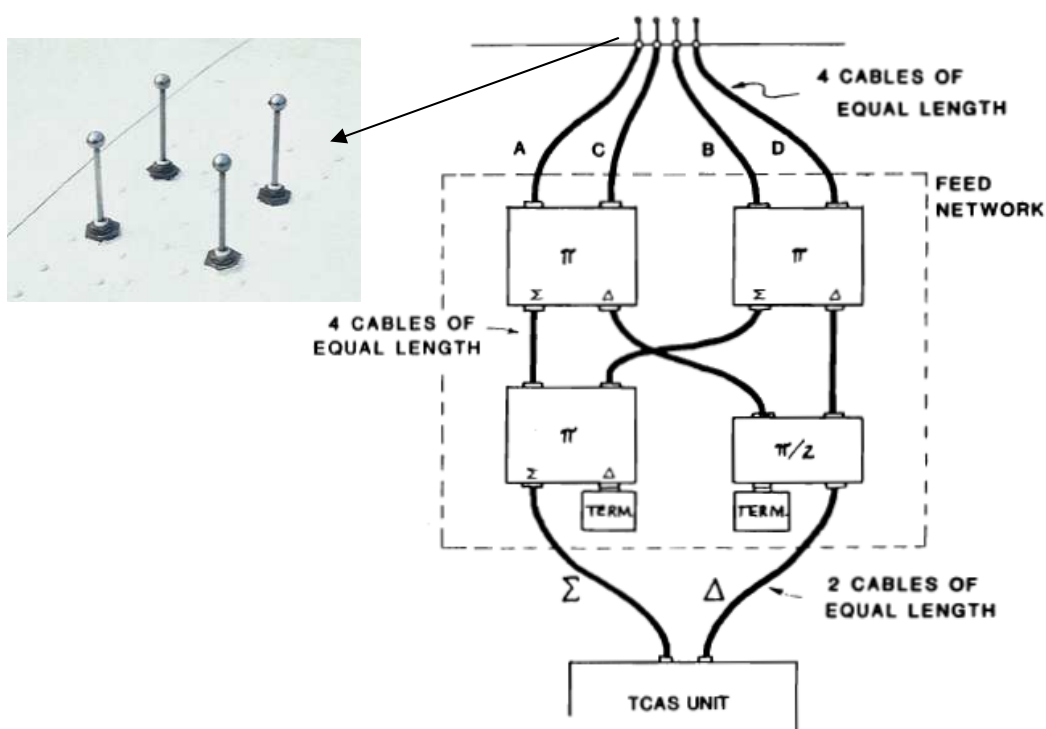
La figura 2.7 muestra la orientación de los cuatro elementos en el array.





**Figura 2.7.** Orientación de los elementos del array [10]

En nuestro diseño se va a utilizar como primera referencia el estudio realizado por el MIT (Massachusetts Institute of Technology). En él, la red de alimentación de la antena consiste en un conjunto de cuatro híbridos, trabajando en la banda L, conectados entre sí tal y como se muestra en la figura 2.8 [10].



**Figura 2.8.** Red de alimentación de la antena [10]

Las salidas  $\Sigma$  y  $\Delta$  alimentan al procesador del sistema TCAS a través de dos cables de RF de igual longitud. Tal y como se demostrará más adelante, la diferencia de

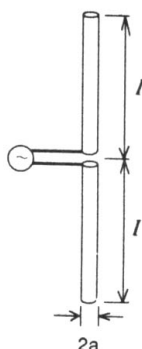
fase entre  $\Sigma$  y  $\Delta$  es una función aproximadamente lineal al ángulo de llegada de la señal recibida [6], [10] y [11]. Esto es algo análogo al procesador monopulso que se usa comúnmente en radar para extraer el acimut de un blanco con alta precisión.

## 2.2. Teoría de antenas

A continuación, voy a realizar una pequeña introducción teórica sobre las antenas, pasando por las antenas de hilo, las antenas de parche y los arrays de antenas. También, se describen brevemente los métodos de análisis y los métodos de alimentación de las antenas de parche. Posteriormente, una vez expuestas las bases teóricas se comienza con el planteamiento del proyecto detallando los objetivos y la estructura del mismo.

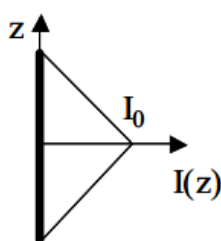
### 2.2.1. Antenas de Hilo

Las antenas de hilo son las antenas más simples, baratas y en muchos casos las más versátiles para muchas aplicaciones. El dipolo es un tipo de antena muy sencillo en el que los elementos radiantes son unos hilos conductores rectilíneos de igual longitud alimentados en el centro. Además, el valor del radio es despreciable frente al valor de la longitud.



**Figura 2.9.** Antena de hilo

Su funcionamiento variará dependiendo del tipo de corriente que atraviese al hilo conductor. De esta manera distinguimos entre corriente lineal (caso ideal), corriente triangular (figura 2.10), corriente con variación senoidal y por último, de onda progresiva (el módulo de la intensidad de corriente es constante pero su fase va variando).



**Figura 2.10.** Dipolo con variación de corriente triangular

Existen dos tipos de antenas de hilo:

- Dipolos Cortos, cuya dimensión es muy pequeña en comparación con la longitud de onda de la frecuencia de operación. Por lo general, se considera que un dipolo es corto si la longitud del hilo es menor a un décimo de la longitud de onda [12].

$$\frac{\lambda}{50} < L \leq \frac{\lambda}{10} \quad (2.1)$$

- Dipolo no Corto, cuando la longitud de la antena es comparable con la longitud de onda.

Por lo general, el dipolo suele estar alineado con el eje Z teniendo su centro en  $Z=0$ . Este queda definido por la longitud (L) y por la corriente que circula por dicho dipolo ( $\vec{I}(z)$ ).

### Dipolo Corto

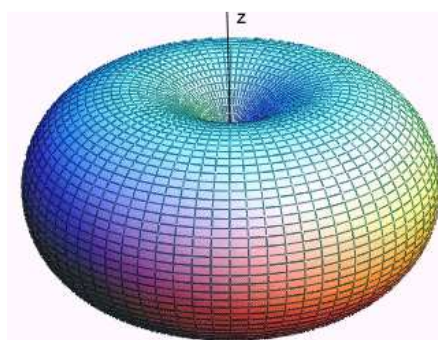
Suponiendo que la corriente a lo largo del cable sea uniforme los campos del dipolo corto en campo lejano quedarían definidos de la siguiente manera (2.2.).

$$\vec{E} = j\omega \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} IL \sin(\theta) \hat{\theta}$$

$$\vec{H} = \frac{\hat{r} \times \vec{E}}{\eta} \quad (2.2)$$

La polarización de este tipo de antenas es lineal y orientada con la geometría de la antena.

Como puede observarse en la figura 2.11, el diagrama de radiación es simétrico respecto al eje de la antena y omniacimutal, pues radia con igual intensidad en el plano perpendicular al eje de la antena. Además, es característico por presentar un máximo en el plano perpendicular a la antena y un nulo en la dirección de su eje, es decir, en esa dirección no puede transmitir ni recibir.



**Figura 2.11.** Diagrama de radiación de un dipolo corto con corriente uniforme



La directividad de un dipolo corto es independiente de su longitud eléctrica ( $L/\lambda$ ), es decir, fijada su longitud física, la directividad no depende de la frecuencia siempre y cuando se siga cumpliendo que el dipolo sea eléctricamente corto ( $L \ll \lambda$ ).

Entre las ventajas de los dipolos cortos con corriente lineal se encuentra que su directividad siempre es igual a 1.5 (1.76dB), independientemente de su longitud. Sin embargo, este tipo de antenas tienen poca eficiencia de radiación y su ancho de banda es muy pequeño, más pequeño cuanto menor sea la antena.

### **Dipolo No Corto**

El dipolo no corto es aquel cuya longitud es comparable con la longitud de onda. Suele presentar una distribución de corriente sinusoidal.

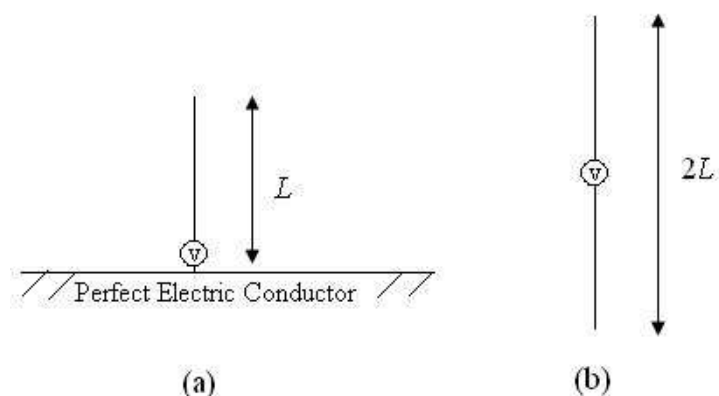
El dipolo  $\lambda/2$  es un tipo de dipolo no corto con intensidad de corriente progresiva. El diagrama de radiación de un dipolo  $\lambda/2$  colocado sobre el eje Z presenta un nulo en  $\theta = 0$  y otro nulo en  $\theta = \pi$ , es decir, los dipolos  $\lambda/2$  tienen un nulo en la dirección del eje de la antena. A diferencia con el dipolo corto con distribución de corriente lineal, que tiene su máximo de radiación en el plano perpendicular al eje de la antena ( $\theta=90^\circ$  si está sobre el eje Z), los dipolos  $\lambda/2$  con distribución de corriente progresiva tienen su máximo de radiación en un ángulo que depende del valor de la fase de la corriente que recorre el hilo y de  $\lambda$ . Además, los dipolos  $\lambda/2$  presentan una polarización lineal vertical y su directividad es de 1.64, algo mayor que en el caso del dipolo corto, y es más eficiente.

Siguiendo con los dipolos no cortos, estos son más directivos cuanto mayor sea la antena, pues su lóbulo principal será más estrecho al aparecer más lóbulos secundarios. Este tipo de antenas presenta también polarización lineal [12] y [13].

### **Dipolo sobre un plano conductor: Monopolo**

Un monopolo es un dipolo situado sobre un plano conductor perfecto tanto eléctricamente, PEC (*Perfect Electric Conductor*), como magnéticamente, PMC (*Perfect Magnetic Conductor*) y de longitud “infinita” (en comparación con la longitud del dipolo). Una de las ventajas del monopolo frente a los dipolos es que la presencia de un plano conductor, que hace de plano de masa, permite reducir a la mitad la longitud total de la antena.

Además, aplicando el Teorema de las Imágenes se obtiene que los monopolos son más directivos que los dipolos. Concretamente, la directividad de los monopolos es el doble que la de los dipolos, pues la potencia radiada por un monopolo es la mitad que la radiada por un dipolo. Esto se debe a que el monopolo no radia en la dirección del conductor, es decir, el campo radiado en el hemisferio inferior es nulo debido a la presencia del plano conductor infinito. Como el campo radiado por un monopolo y un dipolo que están alimentados con la misma potencia tiene que ser el mismo, y teniendo en cuenta que el monopolo solo radia en la dirección opuesta al conductor, se tiene que el campo radiado por el monopolo en el hemisferio superior es mayor que el radiado por el dipolo.



**Figura 2.12.** (a) Monopolo de longitud  $L$  frente a (b) dipolo de longitud  $2L$

### 2.2.2. Antenas de Parche

Las antenas tipo parche son también conocidas como “antenas microstrip” debido a que utilizan dicha tecnología. Estas antenas son antenas resonantes impresas cuya forma y dimensiones del diseño determinarán la forma en la que el parche radiará la potencia que le es entregada.

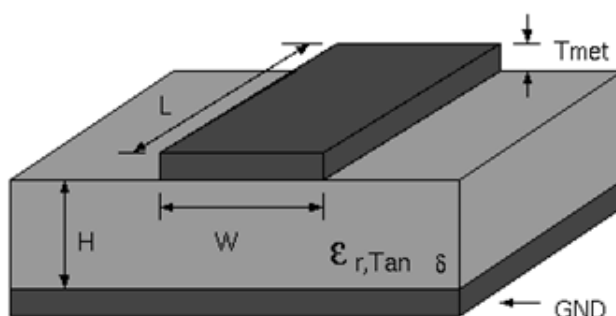
Este tipo de antenas presentan numerosas ventajas como pueden ser su diseño compacto, ya que son antenas de bajo perfil y bastante ligeras, su bajo coste de fabricación, su capacidad para funcionar en diversos rangos de frecuencia y su facilidad a la hora de adaptarse a las distintas superficies. Por su gran capacidad de integración resultan atractivas para ser empleadas como elementos de un array. Las antenas de parche son versátiles, dependiendo de la forma del parche radiante, obtendremos un diagrama de radiación, una polarización y una frecuencia de trabajo determinada. Estas antenas pueden presentar una polarización tanto lineal como circular, aunque lo normal en un parche simple sea la polarización lineal.

Por otro lado, entre sus desventajas encontramos que este tipo de antenas tienen un ancho de banda bastante pequeño. No obstante, existen diversos métodos para mitigar este problema como la construcción apilada, la introducción de estructuras parásitas o el ajuste de la permitividad del sustrato, es decir, usar los dieléctricos adecuados. Por lo tanto, el escaso ancho de banda no resulta un impedimento insalvable. Sustratos con espesores grandes llevan asociados anchos de banda grandes. Este tipo de antenas presentan una baja eficiencia de radiación, son sensibles a la temperatura y no pueden soportar altas potencias [12] y [14].

Entre sus aplicaciones más comunes tenemos las comunicaciones móviles (radiodifusión), antenas en aviones (radares, navegación, sistemas de aterrizaje), aplicaciones biomédicas o de telemetría y en general todos los sistemas que trabajen a frecuencias de microondas.

Las líneas microstrip aparecieron publicadas por primera vez en 1952, un año más tarde de la aparición de las striplines, (1951). Sin embargo, no fue hasta 1970 aproximadamente, cuando las antenas impresas de tipo parche, denominadas también antenas microstrip, empiezan a utilizarse de forma habitual en los sistemas de

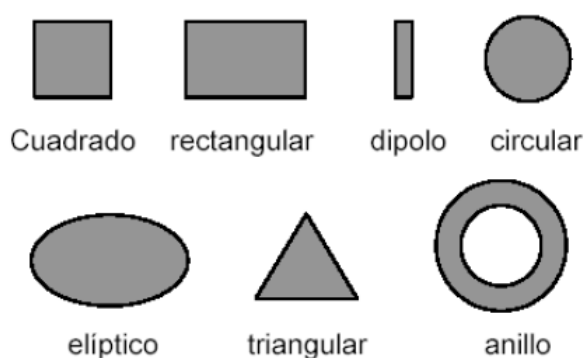
telecomunicaciones. La diferencia entre ambas tecnologías reside en la eliminación de la parte superior del sustrato, dejando la línea conductora al aire.



**Figura 2.13.** Corte transversal de una línea microstrip

Una antena microstrip convencional consiste en un par de capas conductoras dispuestas en forma paralela y separadas por un dieléctrico, conocido con el nombre de sustrato. El sustrato tiene la función de concentrar el campo electromagnético y prevenir en el circuito radiaciones no deseadas. Tanto la permitividad eléctrica ( $\epsilon_r$ ) como el grosor del sustrato ( $h$ ) determinan el tipo de ondas que van a predominar y las características que tendrán el circuito o la antena. El metal situado en la parte inferior del dieléctrico se llama plano de masa [14].

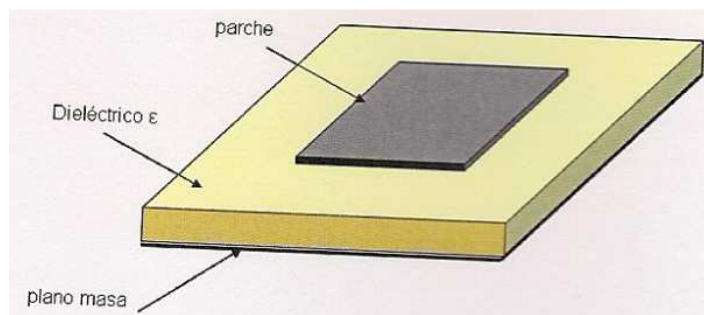
El sustrato dieléctrico constituye un soporte tanto para las tiras conductoras como para los parches que forman las antenas. El parche metálico presenta unas dimensiones que son una fracción apreciable de la longitud de onda y puede tomar formas muy diversas. Los parches más comunes y utilizados por su facilidad a la hora de analizarlos y fabricarlos son aquellos con formas cuadradas, rectangulares, dipolo y circular. La figura 2.14 muestra algunas de las diferentes formas que pueden tomar los parches.



**Figura 2.14.** Formas de parche metálico radiante

Finalmente, las dimensiones del parche suelen ser algo menor que una longitud de onda ( $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$  para un parche rectangular). Típicamente tendrá una extensión igual a la mitad de la longitud de onda de la señal en el espacio libre ( $0.5 \lambda_0$ ), lo que

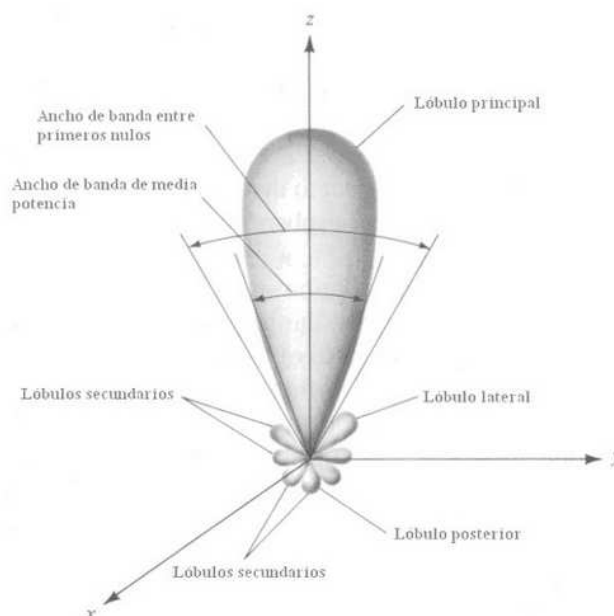
dará como resultado un parche resonante en el modo fundamental. El espesor del metal utilizado es muy pequeño (comúnmente  $0.003 \lambda_0 - 0.05 \lambda_0$ ) [12]. En cuanto al sustrato, existe una gran variedad de materiales dieléctricos que pueden ser usados en el diseño y sus constantes dieléctricas generalmente oscilan en el rango de  $1 \leq \epsilon_r \leq 3$ .



**Figura 2.15.** Estructura de antena microstrip

Para minimizar las pérdidas en dieléctricos deberemos utilizar un sustrato de calidad (con tangente de pérdidas baja), lo que afecta directamente al coste.

Respecto al diagrama de radiación, este depende del modo que se excite el parche. Para un parche rectangular o circular trabajando en su modo fundamental el diagrama es de tipo *broadside* y presenta un máximo apuntando en la dirección perpendicular al plano de masa, tal y como puede observarse en la siguiente figura.



**Figura 2.16.** Lóbulos de un diagrama de radiación direccional

En este diseño se va a utilizar un parche circular. Una forma de conseguir una distribución de campo con simetría de rotación es introducir un hilo conductor que

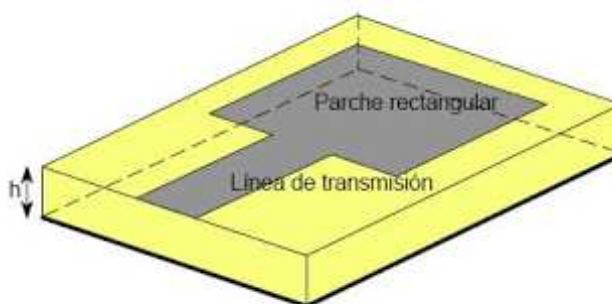
conecte el centro del parche radiante con el plano de masa inferior, haciendo de cortocircuito. A este campo en el parche le corresponde un diagrama de tipo omniacimutal, similar al que posee un dipolo. En este caso la antena debe funcionar en el modo cero convencional, también llamado modo monopolar, fundamental o modo  $TM_{01}$  [15].

### **Métodos de alimentación**

Las primeras antenas microstrip fueron alimentadas directamente con una línea microstrip coplanar o con una sonda coaxial que permitía la excitación con un cable del mismo tipo. Desde entonces se han desarrollado nuevas técnicas de alimentación.

Entre los cuatro métodos de alimentación más utilizados encontramos: línea microstrip, sonda coaxial, acoplo por ranura y acoplo por proximidad.

- **Alimentación mediante línea de transmisión**



**Figura 2.17.** Antena microstrip alimentada mediante línea de transmisión

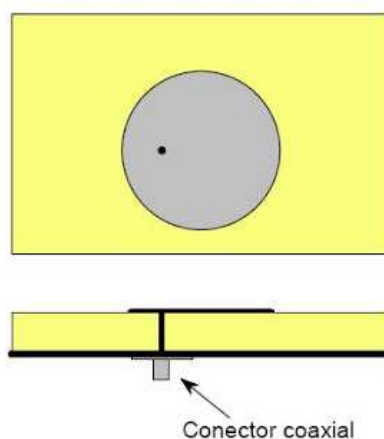
Este tipo de alimentación se caracteriza por ser fácil de fabricar y simple de adaptar controlando el punto de inserción. Consiste en alimentar al parche mediante una línea de transmisión con una anchura que es generalmente menor que la del parche, y cuya impedancia característica debería de ser igual a la impedancia del cable que alimentará a la línea para que no haya pérdidas por desadaptación.

Una desventaja de este tipo de alimentación es que a medida que aumenta el grosor del sustrato, aumenta la radiación espuria y las ondas superficiales, lo que limita el ancho de banda (típicamente 2-5 %) [12].

- **Sonda coaxial**

La alimentación mediante sonda coaxial consiste en alimentar al parche mediante un cable coaxial colocado perpendicularmente al plano de masa. Dicho cable coaxial atraviesa tanto el sustrato como el plano de masa conectándose directamente con el parche radiante, tal y como se muestra en la figura 2.18.



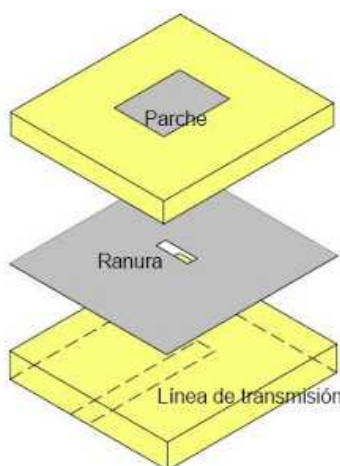


**Figura 2.18.** Antena microstrip alimentada mediante sonda coaxial

La fabricación de este tipo de alimentación es también sencilla, aunque algo más complicada que en el caso anterior pues hay que realizar orificios en la antena para pasar el cable coaxial. La posición del punto de alimentación permite ajustar el nivel de impedancia de entrada, colocándola adecuadamente habrá un mejor acoplamiento. Además, la alimentación mediante sonda coaxial produce bajos niveles de radiación espuria en comparación con la alimentación por línea de transmisión. Sin embargo, entre sus inconvenientes se encuentra que su ancho de banda es limitado [12].

- **Acoplo por ranura**

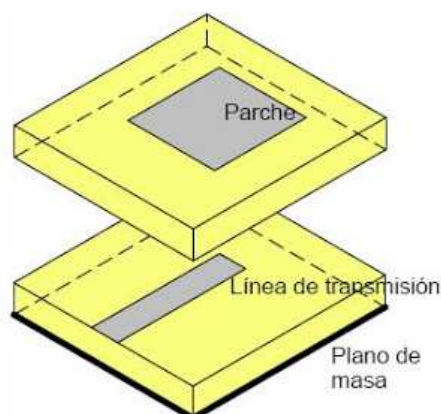
Su configuración se basa en dos sustratos separados por un plano de masa. En el sustrato superior se encuentra el parche radiante y bajo el sustrato inferior se encuentra la línea de transmisión que hace de red de alimentación. El plano de masa situado entre ambos dieléctricos tiene una apertura bajo el parche. La posición y dimensiones de esta ranura determinan el nivel de acoplamiento de la antena y el ancho de banda de la misma. De esta forma se consigue que la radiación provenga casi en su totalidad del parche radiante y no de la línea de transmisión. Esta técnica es la más difícil de fabricar ya que hay que alinear muy bien las tres capas [12].



**Figura 2.19.** Antena microstrip alimentada mediante acoplo por ranura

- **Acoplo por proximidad (acoplo electromagnético)**

Este tipo de alimentación es más conocida como “acoplo electromagnético”. Como su nombre indica se caracteriza porque la alimentación no entra en contacto con el parche sino que se basa en el acoplo de energía desde la línea de transmisión (alimentación) al parche radiante. En este método se utilizan dos capas de dieléctrico. La capa superior, que suele ser de pequeño grosor, contiene al parche radiante y la capa inferior del sustrato a la línea de transmisión, tal y como se muestra en la figura 2.20.



**Figura 2.20.** Antena microstrip alimentada mediante acoplo por proximidad

La utilización de un dieléctrico adecuado permite aumentar el ancho de banda de la antena y reducir la radiación espuria [14].

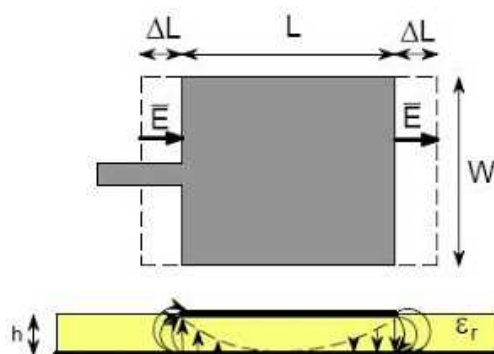
### **Métodos de análisis**

Existen varios métodos de análisis de antenas de parche. Los modelos más comunes son el modelo de línea de transmisión y el modelo de cavidad.

- **Modelo de línea de transmisión**

Este modelo es el más sencillo de todos aunque solamente puede ser utilizado para el análisis de antenas con forma cuadrada o rectangular.

Se trata de un modelo fácil de resolver que consiste en analizar la antena parche de la misma forma que se analiza una línea microstrip. El modelo de línea de transmisión considera a la antena microstrip como dos aperturas (slots) que irradian y tienen una anchura  $W$  y una altura  $h$ . Estas ranuras están separadas por una distancia igual a la longitud del parche  $L$ . En la figura 2.21 se muestra el esquema de un parche microstrip con dos ranuras de dimensiones  $W \times \Delta L$  [12].



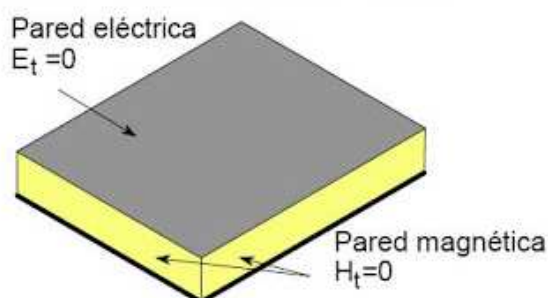
**Figura 2.21.** Esquema del modelo de línea de transmisión

El valor de la longitud  $L$  se elige de tal forma que la radiación emitida por ambas ranuras se sume en fase. Para  $L = \lambda/2$  las componentes normales del campo eléctrico a lo largo de la anchura están en sentido opuesto, es decir, desfasados. Esto provoca un nulo en la dirección broadside, ya que se cancelan entre sí. Esto queda reflejado en la figura 2.21.

El modelo de línea de transmisión trabaja con una permitividad que combina tanto la permitividad del aire ( $\epsilon_0$ ) como la permitividad del dieléctrico ( $\epsilon_r$ ), asumiendo que la antena se encuentra sumergida en un medio homogéneo. Esta permitividad se llama “permitividad relativa efectiva”,  $\epsilon_e$  [12] y [14].

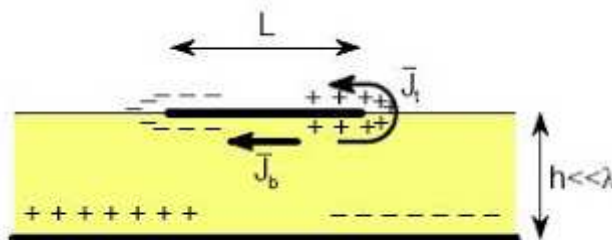
- **Modelo de cavidad**

Se trata también de un modelo sencillo, aunque más preciso que el modelo de línea de transmisión. Este modelo considera a las antenas de parche como cavidades resonantes disipativas. La región interna de la cavidad queda rodeada por conductores magnéticos perfectos y los lados superior e inferior (siendo el parche la tapa superior de la cavidad y el plano de masa la tapa inferior), están rodeados por conductores eléctricos perfectos. Entre esas paredes eléctricas y magnéticas, se producen en el interior de la cavidad ondas estacionarias. Por esta razón, para analizar los campos en el interior de la cavidad hay que resolver la ecuación de onda sujeta a la condiciones de contorno de los campos tangenciales.



**Figura 2.22.** Esquema del modelo de cavidad

La forma en la que radia la antena de parche viene determinada por la distribución de los campos entre la metalización y el plano de masa. La energía con la que es alimentada la antena de parche genera una distribución de cargas sobre las superficies tanto inferior como superior del parche radiante, pero también sobre el plano de masa.



**Figura 2.23.** Distribución de las cargas y creación de densidad en el parche

El parche radiante puede admitir varias distribuciones de campo o modos de acuerdo con las soluciones de la ecuación de onda homogénea junto con las condiciones de contorno para los campos tangenciales en las paredes eléctricas y magnéticas. Por ejemplo, la frecuencia de resonancia para un parche rectangular depende del modo según la ecuación (2.3) [12] y [14].

$$(f_r)_{0np} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{n\pi^2}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi^2}{w}\right)^2} \quad (2.3)$$

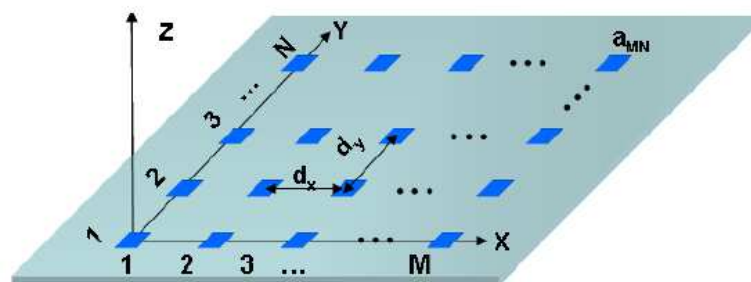
### 2.2.3. Array de Antenas

Un array es una agrupación de  $N$  antenas idénticas, alimentadas con un único conector y ordenadas de tal forma que se comportan en su conjunto como una única antena con diagrama de radiación propio. El diagrama de radiación total viene determinado por el producto del diagrama de radiación del elemento básico y por el factor de la agrupación. El factor de array  $FA(\psi)$  depende de la amplitud y fase, y no de la distancia entre elementos. Es el diagrama de radiación el que depende de la distancia entre elementos  $d$ .

La forma en la que radia el array puede controlarse mediante la amplitud y la fase de cada elemento del mismo. Esta característica supone una ventaja significativa ya que permite diseñar antenas inteligentes reconfigurando su diagrama de radiación.

Existen varios tipos de arrays de antenas, entre los que se encuentran: arrays lineales, arrays planos y arrays conformes. Este proyecto se centra en el estudio de arrays planos, concretamente en un array 2x2.

Un array plano es aquel en el que sus elementos se organizan en una matriz rectangular, con  $M$  elementos en el eje X y  $N$  elementos en el eje Y. Entre las ventajas de este tipo de arrays se encuentra su versatilidad, ya que pueden obtener diagramas de radiación que apunten a cualquier dirección del espacio [13].



**Figura 2.24.** Array Plano de  $M \times N$  elementos situados en el plano XY

La separación entre los elementos del array suele elegirse del orden de  $\lambda/2$  ya que según se aproxima a  $\lambda$  la separación entre elementos, comienzan a aparecer los conocidos como *grating lobes*, que cambian completamente la forma del diagrama de radiación. .

### 3. Objetivos del Proyecto

El objetivo de este proyecto es realizar el diseño y construcción de una antena, formada por cuatro parches con diagrama de radiación omniacimutal, tratando de reemplazar la antena tradicional del TCAS. Con esta antena se pretende probar si una antena basada en una tecnología diferente puede competir con la antena convencional de cuatro monopolos (o con cualquiera de sus variaciones). Además, se busca que el diseño sea de bajo coste.

La antena a diseñar será una antena pasiva tipo array 2x2 formada por cuatro antenas individuales de tipo parche circular. Además, se utilizará el modo cero que por sus características y propiedades permiten obtener el ancho de banda y el diagrama de radiación requeridos. Así pues, los elementos de esta antena presentarán un diagrama de radiación omniacimutal, es decir, omnidireccional sobre el plano, tratando de evitar colisiones en el plano XY y detectando objetos con un nivel de vuelo superior o inferior. Asimismo, la polarización del array será lineal vertical, que es lo que se usa en este tipo de aplicaciones.

Para el diseño de la antena se emplearán sustratos de bajo coste, como es el caso del sustrato FR-4. Igualmente, se intentará que las dimensiones de la antena final sean lo más pequeñas posibles.

Actualmente, el sistema anticolidión embarcado cuenta con dos tipos de antenas. Una antena está compuesta por cuatro monopolos (ver apartado 2.1.3), mientras que la otra antena cuenta con un diseño con forma de aleta, que no es más que un monopolo compacto.



**Figura 3.1.** Antena utilizada en el TCAS

Esta antena debe funcionar en la banda L, resonando a la frecuencia central de 1.06 GHz, cubriendo las dos frecuencias de funcionamiento del sistema: 1030 MHz y 1090 MHz. Dicha antena constará de cuatro elementos radiantes distribuidos en 2 columnas. Cada columna contiene 2 elementos. La separación horizontal (entre columnas) y vertical (entre elementos de la misma columna) se elige que sea en un principio lo más próxima a  $\lambda/4$ .

Estos elementos se combinarán de forma óptima para conseguir una lectura de la dirección de apuntamiento de un frente de ondas correspondiente a la respuesta de un transpondedor embarcado perteneciente al TCAS. La lectura se realizará procesando, mediante una serie de circuitos pasivos de microondas, las señales procedentes de las cuatro antenas, consiguiendo una estimación del ángulo de llegada a partir de la información de fase.

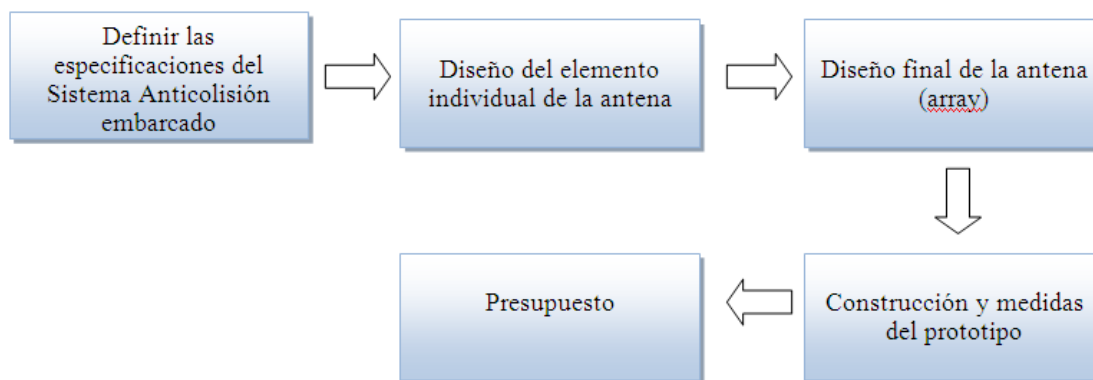
En este proyecto se estudiará también la curva de calibración que relaciona la fase de la antena con el ángulo de llegada de la señal recibida. Una vez obtenida, se comprobará que esta sea lo más lineal posible para que, de esta forma, el ángulo de llegada obtenido sea lo más preciso posible, minimizando el error de la estimación del ángulo de llegada.

Se intentará conseguir una antena que presente una buena adaptación, procurando que esta sea inferior a -10dB para los puertos de entrada de las cuatro antenas, siendo la impedancia de referencia de 50 Ohms ( $\Omega$ ).

### 3.1. Etapas del desarrollo del Proyecto

Para un mejor resultado del trabajo y una mayor claridad se han ido definiendo una serie de etapas intermedias durante el desarrollo del mismo.

El esquema general del proyecto queda especificado de la siguiente forma.



**Figura 3.2.** Esquema general del Trabajo de Fin de Grado

Estas diferentes metas o etapas del estudio se han organizado en capítulos. Los capítulos 1 y 2 ya han sido desarrollados y son básicamente introductorios.

En este capítulo, **capítulo 3**, se detallan los objetivos y la estructura del proyecto.

En el **capítulo 4** se lleva a cabo el diseño del parche como elemento individual, mostrando los diseños previos realizados y analizando los resultados obtenidos.



En el **capítulo 5** se diseña la antena final como array, indicando los pasos dados para cumplir con las especificaciones del sistema y los contratiempos surgidos. También, se evalúa el funcionamiento de la antena diseñada para la detección de ángulos de llegada.

En el **capítulo 6** se muestra el proceso de construcción y medidas de la antena. Asimismo, se analizan los resultados obtenidos y se verifica el funcionamiento del mismo.

En el **capítulo 7** se exponen las conclusiones finales y las futuras líneas de investigación.

En el **capítulo 8** se muestra el presupuesto de diseño final, haciendo una valoración económica del coste del proyecto.



## 4. Simulaciones y diseños previos del elemento básico

En este capítulo se van a mostrar los diseños previos del elemento básico que formará la antena final.

El diseño final será un array de cuatro antenas omniacimutales trabajando en la banda L (1.06 GHz). En este rango de frecuencias la antena debe funcionar en el modo cero convencional (modo monopolar o fundamental, TM<sub>01</sub>).

Para la simulación de las antenas se utiliza el programa CST Microwave Studio.

### 4.1. Parche circular en modo cero cortocircuitado mediante un poste central

Tal y como se ha mencionado anteriormente, la antena final y por tanto, el elemento básico, debe presentar una distribución de campo omniacimutal, similar al que se obtendría con un dipolo para conseguir un diagrama de radiación monopolar. Para ello, se utiliza un cortocircuito, ya que está demostrado que con su uso se puede conseguir este tipo de distribuciones de campo [15].

El primer diseño que se realiza es una antena individual convencional, de parche circular, alimentada por una sonda coaxial y funcionando en modo cero a frecuencia de 1GHz, a modo de diseño normalizado.

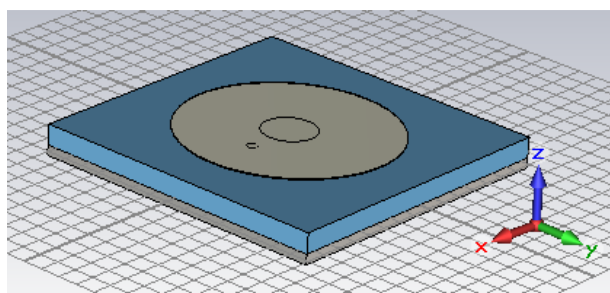
Esta antena está formada por un plano de masa cuadrado PEC (Perfect Conductor) de lado  $L$  y altura  $hgnd.$ , Sobre él se apoya un dieléctrico aire también de lado  $L$  y espesor  $hsustrato$ . A continuación, se coloca sobre el sustrato un parche radiante circular, con un radio  $a$  y una altura  $hparche$ . Además, en el centro de la antena se coloca un cilindro central, PEC, con un radio  $b$ . La alimentación se consigue utilizando una sonda coaxial cuya posición respecto al centro de la antena es  $d$ .

Tras optimizar manualmente el diseño se llega a una solución que es la que se corresponde con los valores mostrados a continuación en la tabla 4.1. Todos los valores de las variables mencionadas están en mm.

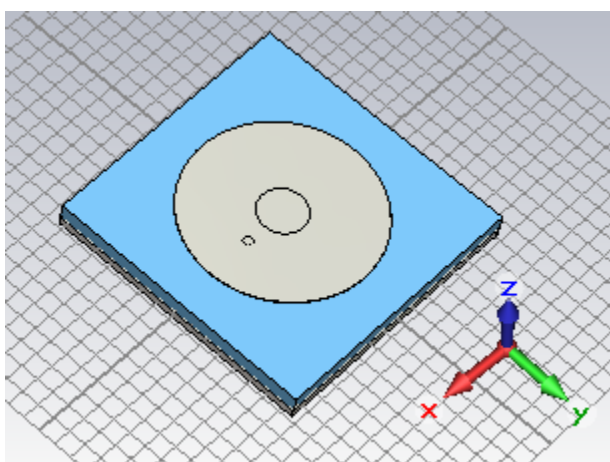
<b>L</b>	150	Lado del plano de masa
<b>Rext</b>	5	Radio exterior de la sonda coaxial
<b>Rint</b>	2.5	Radio interior de la sonda coaxial
<b>a</b>	52.3	Radio del parche radiante
<b>b</b>	$a/4$	Radio del poste central
<b>d</b>	25	Distancia entre la sonda y el centro del parche
<b>hgnd</b>	5	Altura del plano de masa
<b>hparche</b>	0.5	Altura de la metalización
<b>hsustrato</b>	10	Altura del sustrato

**Tabla 4.1.** Dimensiones parche circular en modo cero cortocircuitado mediante poste central

El diseño de la antena se muestra en la figura 4.1 y figura 4.2. En ellas puede apreciarse el contorno del poste central que hace de cortocircuito.

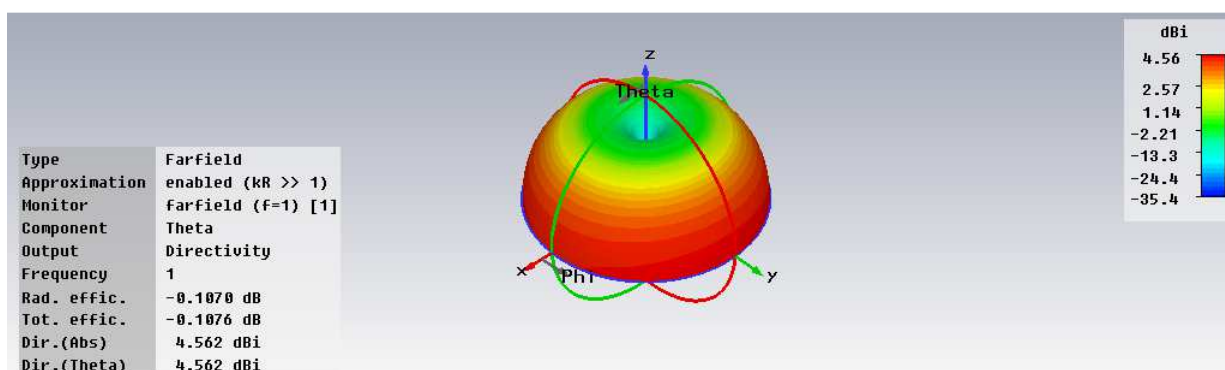


**Figura 4.1.** Vista lateral del parche circular en modo cero cortocircuitado mediante poste central



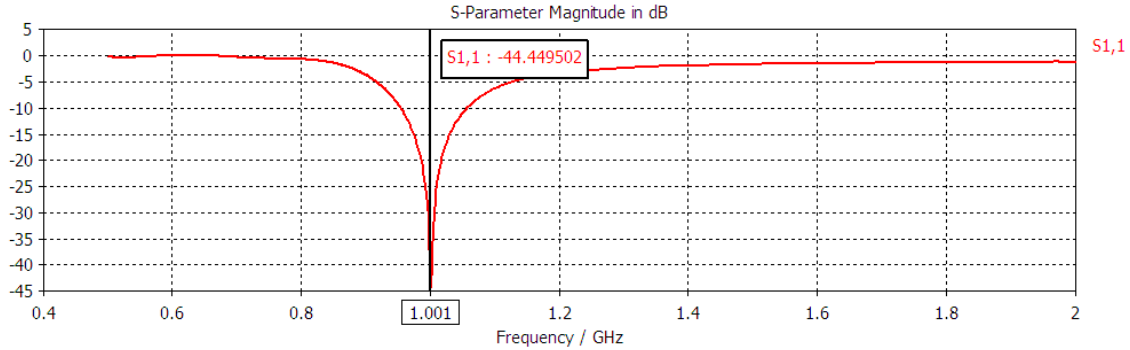
**Figura 4.2.** Vista frontal del parche circular en modo cero cortocircuitado mediante poste central

La figura 4.3 muestra el diagrama de radiación en 3D de la antena después de la simulación. Como podemos comprobar el máximo de radiación apunta en el plano perpendicular al eje de la antena, por lo tanto, se trata del modo omniacimutal.



**Figura 4.3.** Diagrama de radiación en 3D del parche en modo cero cortocircuitado mediante poste central

Otra gráfica de interés es la representación del parámetro  $S_{11}$ . Tal y como puede comprobarse se han obtenido buenos resultados, logrando un  $S_{11}$  inferior a -44 dB en su frecuencia de trabajo.



**Figura 4.4.** Parámetro  $S_{11}$  del parche circular en modo cero cortocircuitado mediante poste central

A partir de esta gráfica podemos obtener el ancho de banda de la antena, que normalmente queda fijado por el rango de frecuencias situado por debajo de -10dB. Siguiendo este criterio, las frecuencias comprendidas entre 0.955GHz ( $S_{11}$ : -10.07dB) y 1.054GHz ( $S_{11}$ : -10.36dB) están adaptadas por debajo de -10dB. Para realizar el cálculo del ancho de banda se utiliza la siguiente fórmula (4.1).

$$BW = (1.054GHz - 0.955GHz)/1GHz = 0.099GHz = 9.929\% \quad (4.1)$$

Posteriormente, se diseña la sonda coaxial de tal forma que la antena tenga 50Ω de impedancia, ya que en el diseño anterior la impedancia era de 41.6Ω.

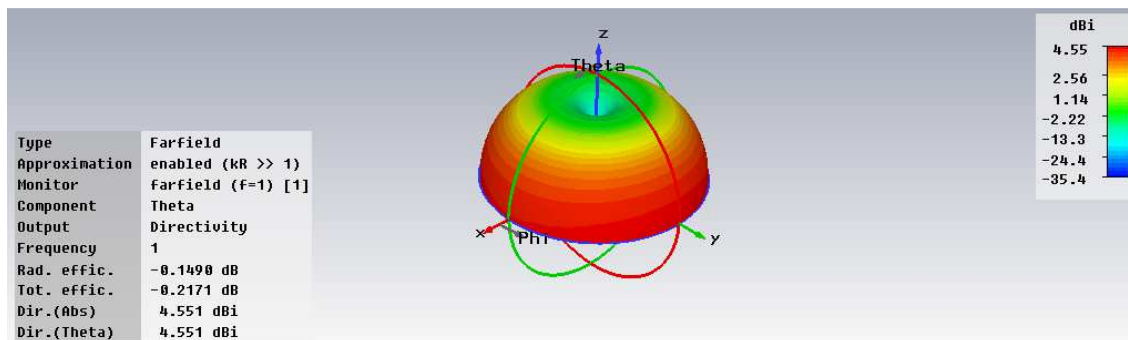
Para calcular la impedancia característica de la línea coaxial se utiliza la siguiente fórmula (4.2). Además, se toma como valor del radio interior de la sonda coaxial,  $R_{int}$ , 1mm.

$$Z_o = \frac{\eta}{2\pi} \ln\left(\frac{R_{ext}}{R_{int}}\right) = \frac{120\pi}{2\pi} \ln\left(\frac{R_{ext}}{R_{int}}\right) \quad (\Omega) \quad (4.2)$$

Aplicando la fórmula se llega a la conclusión de que el valor del radio exterior de la sonda coaxial, que alimentará a la antena, es de 2.3mm.

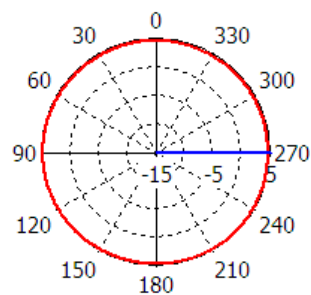
Después de modificar las dimensiones de la sonda coaxial se realiza la simulación. Para ello, defino las condiciones de contorno que tendrá dicha simulación y que son las mismas que se han utilizado en la simulación del diseño anterior. Las condiciones de contorno son de tipo abierto (*open*) en los ejes X e Y, que operan como el espacio libre simulando un sustrato y plano de masa de tamaño infinito. Por esta razón no aparece radiación hacia abajo en las gráficas del diagrama de radiación obtenidas. Por otro lado, en el eje Z son de tipo abierto con espacio añadido (*open add space*).

La figura 4.5 muestra el diagrama de radiación en 3D en la componente theta y las figuras 4.6 y 4.7 el diagrama de radiación en coordenadas polares.



**Figura 4.5.** Diagrama de radiación en 3D del parche circular en modo cero cortocircuitado mediante poste central

Farfield Directivity Abs (Theta=90)



Phi / Degree vs. dBi

farfield (f=1) [1]

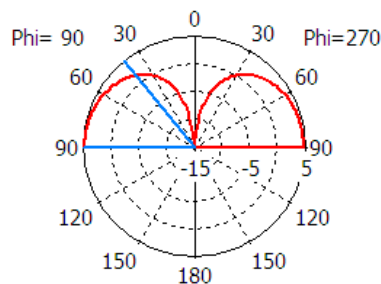
Frequency = 1

Main lobe magnitude = 4.6 dBi

Main lobe direction = 270.0 deg.

**Figura 4.6.** Diagrama de radiación en coordenadas polares,  $\theta = 90^\circ$ , del parche circular en modo cero cortocircuitado mediante poste central

Farfield Directivity Abs (Phi=90)



Theta / Degree vs. dBi

farfield (f=1) [1]

Frequency = 1

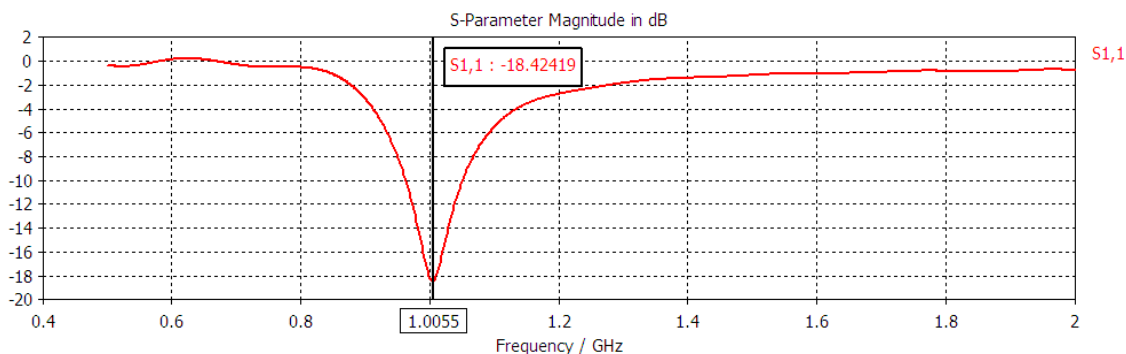
Main lobe magnitude = 4.6 dBi

Main lobe direction = 90.0 deg.

Angular width (3 dB) = 50.8 deg.

**Figura 4.7.** Diagrama de radiación en coordenadas polares,  $\phi = 90^\circ$  del parche circular en modo cero cortocircuitado mediante poste central

Por otro lado, la representación del parámetro  $S_{11}$  queda recogida en la figura 4.8. Como se puede observar, la adaptación ha empeorado respecto al diseño anterior. En este caso el ancho de banda obtenido a  $-10\text{dB}$  es algo menor, 8.51%. Además, la adaptación máxima que se consigue es de  $-18.42\text{dB}$ .



**Figura 4.8.** Parámetro  $S_{11}$  del parche circular en modo cero cortocircuitado mediante poste central

## 4.2. Diseño del parche con 2 sustratos FR-4

El sustrato FR-4 es un material de fibra de vidrio impregnado con una resina epóxica resistente a las llamas, de ahí su nombre FR. El significado de estas siglas en inglés es *Flame Retardant*. Este sustrato presenta una permitividad eléctrica o constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) de 4.5 y una permeabilidad magnética ( $\mu_r$ ) de 1. Como se ha mencionado en temas anteriores, la permitividad del sustrato afecta tanto al ancho de banda de la antena como a las dimensiones de la misma.

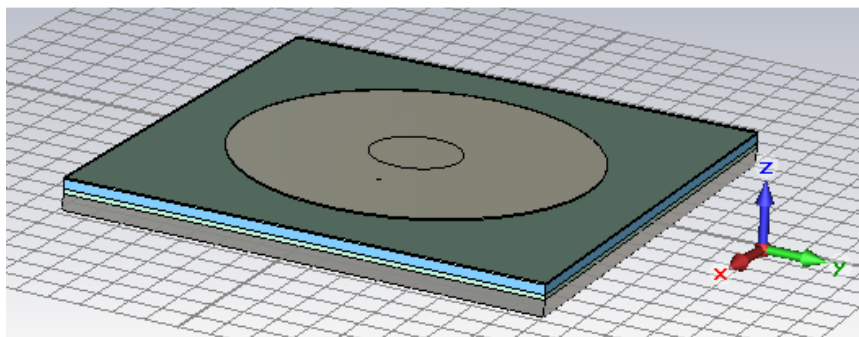
El motivo principal de usar sustratos FR-4 es simplificar la construcción. En el diseño de la antena se han utilizado dos sustratos FR-4, que poseen dos metalizaciones, una por arriba y otra por abajo. En este diseño se va a fotografiar el parche en el sustrato de arriba y a utilizar la metalización del de abajo como plano de masa. Además, debido a los sustratos FR-4 se reducirá ligeramente el tamaño de la antena.

Sobre el plano de masa se coloca un dieléctrico FR4 con altura de 1.5mm, al que le quitamos toda la metalización de abajo. Entre este sustrato y el siguiente se introduce una capa de espuma de espesor 3 mm. Apoyado sobre la capa de espuma se encuentra el otro dieléctrico FR-4 sin la metalización de arriba, con una altura de 0.5mm. Finalmente, se coloca sobre esta última capa de dieléctrico la metalización circular y el cilindro central que atraviesa la antena y va desde el plano de masa (sin atravesarlo) hasta el parche radiante (atravesándolo).

Este nuevo diseño puede apreciarse mejor en la figura 4.9. Las medidas utilizadas, obtenidas después de un proceso de optimización de la antena, quedan reflejadas en la siguiente tabla.

<b>L</b>	150	Lado del plano de masa
<b>Rext</b>	2.3	Radio exterior de la sonda coaxial
<b>Rint</b>	1	Radio interior de la sonda coaxial
<b>a</b>	54.9	Radio del parche radiante
<b>b</b>	a/4	Radio del poste central
<b>d</b>	25	Distancia entre la sonda y el centro del parche
<b>hgnd</b>	5	Altura del plano de masa
<b>hparche</b>	0.5	Altura de la metalización
<b>hsustrato1</b>	1.5	Altura del sustrato 1
<b>hespuma</b>	3	Altura de la espuma
<b>hsustrato2</b>	0.5	Altura del sustrato 2

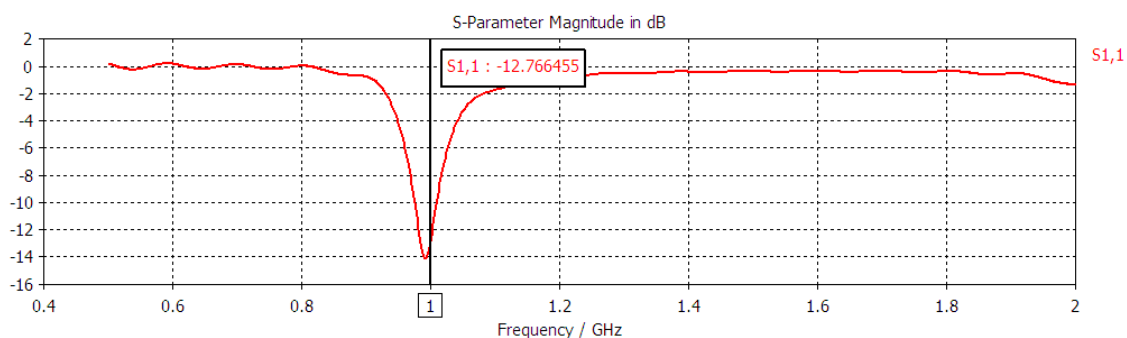
**Tabla 4.2.** Dimensiones de la antena con sustratos FR-4



**Figura 4.9.** Vista lateral de la antena con sustratos FR-4

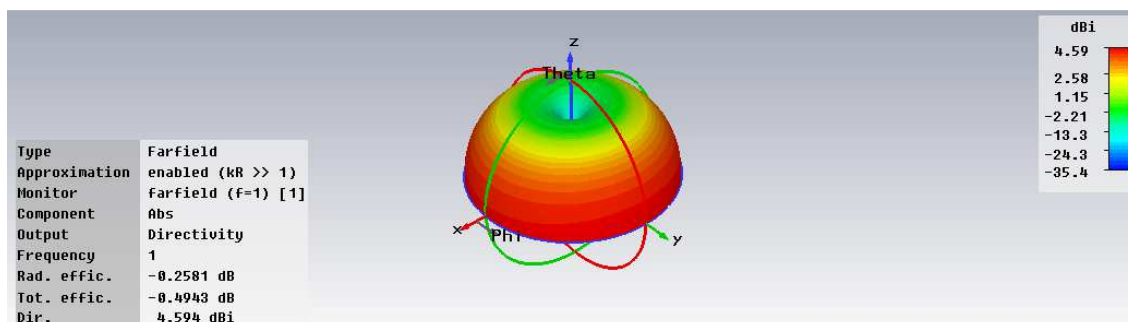
La simulación se realiza utilizando las mismas condiciones de contorno con las que se ha trabajado en los diseños anteriores. La frecuencia de resonancia buscada es de 1GHz.

En la figura 4.10 se muestra el parámetro  $S_{11}$ . El primer modo que aparece es el modo cero o modo omniacimital y presenta unas pérdidas de retorno de -12.77dB. Esto es una buena adaptación. En este caso en ancho de banda relativo es del 3.2%, pues para una frecuencia de 0.976GHz el  $S_{11}$  es de -10.30dB y para 1.008GHz es de -10.33dB.



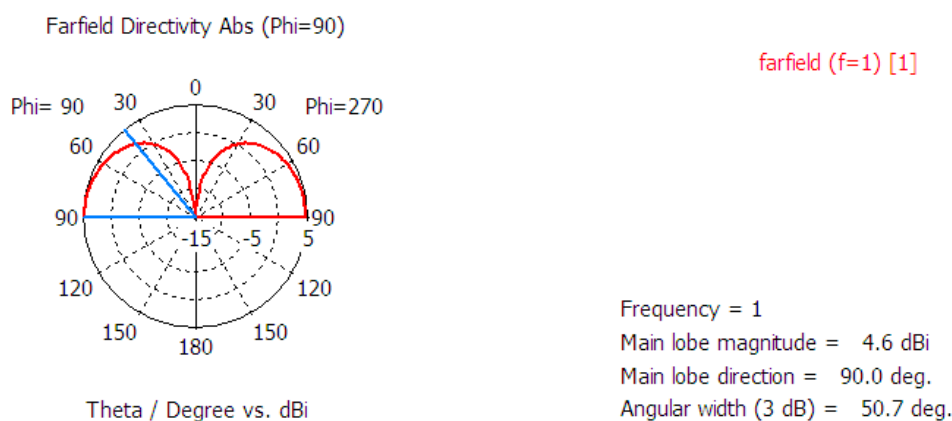
**Figura 4.10.** Parámetro  $S_{11}$  de la antena con sustratos FR-4

En las figuras posteriores se muestran los diagramas de radiación obtenidos. Se sigue manteniendo el modo omniacimutal como se aprecia en la figura 4.11.

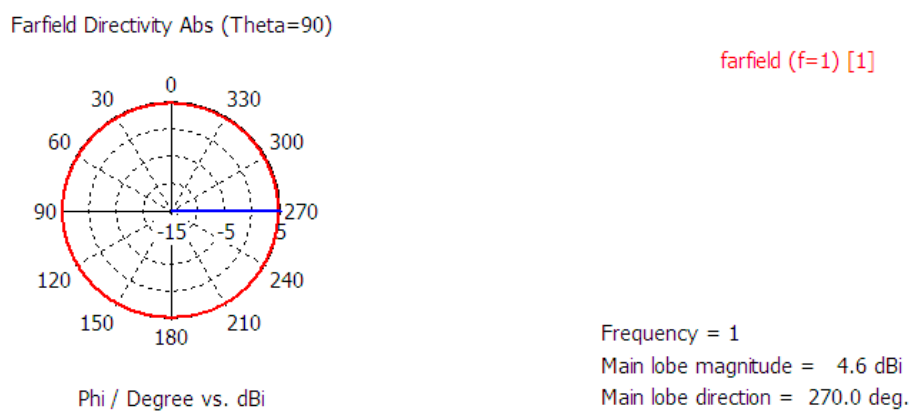


**Figura 4.11.** Diagrama de radiación en 3D de la antena con sustratos FR-4

La anchura a 3dB se aprecia mejor en el diagrama de radiación en coordenadas polares,  $\phi=90^\circ$ .



**Figura 4.12.** Diagrama de radiación en coordenadas polares,  $\phi = 90^\circ$ , de la antena con sustratos FR-4



**Figura 4.13.** Diagrama de radiación en coordenadas polares,  $\theta = 90^\circ$ , de la antena con sustratos FR-4

### 4.3. Comparativa entre ambos diseños

En la tabla 4.3 se muestran los datos obtenidos en ambas simulaciones a modo de comparación.

Diseño	Sustrato aire	Sustratos FR-4
$S_{11}$ a 1GHz	-18.42dB	-12.77 dB
Directividad	4.55dBi	4.59dBi
Magnitud del lóbulo principal	4.6dBi	4.6dBi
Ancho de banda a 3dB	50.8°	50.7°
Ancho de banda relativo	8.51%.	3.2%

**Tabla 4.3.** Tabla comparativa entre la antena con sustrato aire y la antena con sustratos FR-4

Con el empleo de las dos capas de dieléctrico FR-4 se tiene una altura total de 5mm de sustrato en la antena, mientras que con el diseño anterior, en el que simplemente se utiliza un dieléctrico aire, se alcanza una altura total de 10mm de sustrato. Al introducir los sustratos FR-4 disminuimos el espesor del sustrato consiguiendo un menor ancho de banda relativo.

### 4.4. Diseño del parche sustituyendo el poste central por cuatro pines

Antes de comenzar con el diseño de los cuatro pines cortocircuitados se realiza un cambio en la frecuencia de trabajo, pasando de 1GHz a 1.06GHz. Este cambio es debido a que la frecuencia de operación del diseño se ajusta a la banda de frecuencias en la que trabajan los radares de los sistemas TCAS. Tal y como se ha mencionado anteriormente, los sistemas TCAS funcionan en la banda L, de 1030 MHz-1090MHz.

Una vez se ha centrado la frecuencia de operación se sustituye el cilindro conductor central por cuatro pines cortocircuitados. Con este nuevo modelo se pretende conseguir, sin empeorar el nivel de adaptación de la antena, un diseño más compacto y más fácil de fabricar. Existen referencias en las que se habla de los beneficios de la utilización de los pines para lograr antenas más pequeñas [16].

Comienzo definiendo los cuatro cilindros metálicos de diámetro inicial 2mm. Cada tornillo une el plano de masa con el parche radiante. La posición de cada tornillo y la separación entre los mismos determinará las características de la antena. En este diseño la distancia entre los pines y el centro del parche es constante, obteniéndose un plano simétrico XZ. Esta distancia es la mitad de la distancia de separación entre dichos tornillos, *dtornillo*.

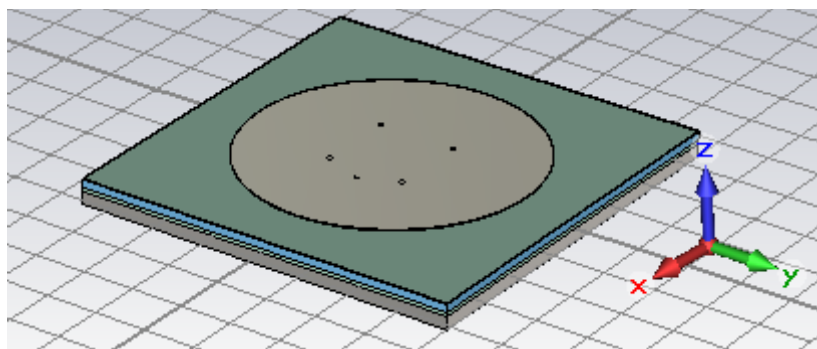
Se diseña la antena optimizada mediante simulaciones. Las dimensiones (mm) utilizadas en este diseño son las que aparecen en la tabla 4.4.



<b>L</b>	150	Lado del plano de masa
<b>Rext</b>	2.3	Radio exterior de la sonda coaxial
<b>Rint</b>	1	Radio interior de la sonda coaxial
<b>a</b>	55	Radio del parche radiante
<b>dsonda</b>	20	Distancia entre la sonda y el centro del parche
<b>dtornillo</b>	15	Distancia de separación entre tornillos
<b>hgnd</b>	5	Altura del plano de masa
<b>hparche</b>	0.5	Altura de la metalización
<b>hsustrato1</b>	1.5	Altura del sustrato 1
<b>hespuma</b>	3	Altura de la espuma
<b>hsustrato2</b>	0.5	Altura del sustrato 2
<b>rtornillo</b>	1	Radio del tornillo

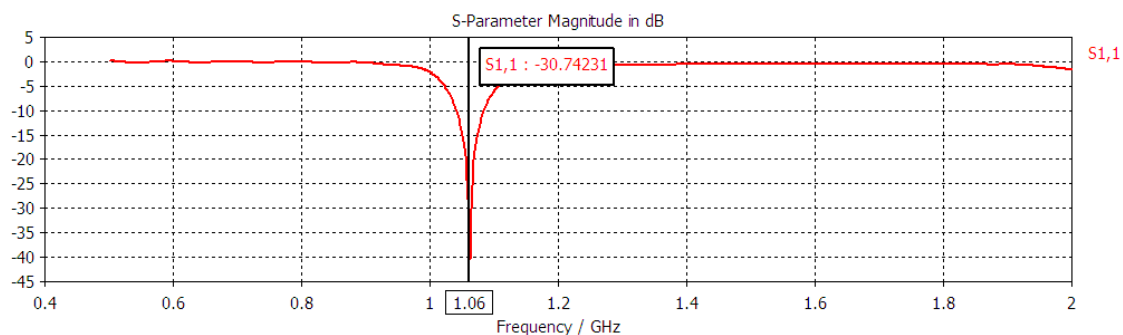
**Tabla 4.4.** Dimensiones de la antena con cuatro pines cortocircuitados

Atendiendo a dichas medidas, el esquema de la antena queda reflejado en la figura 4.14.



**Figura 4.14.** Vista lateral de la antena con cuatro pines cortocircuitados

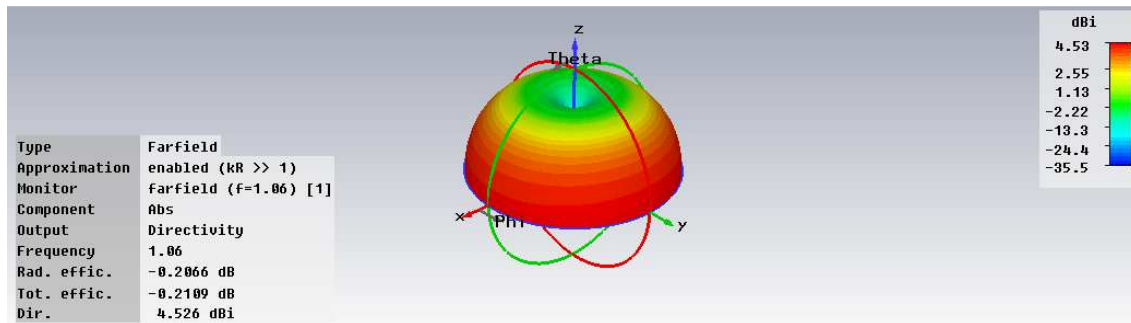
El parámetro  $S_{11}$  se muestra a continuación. Los diagramas de radiación obtenidos, tanto en 3D como en polares, para una frecuencia de 1.06GHz, se muestran seguidamente.



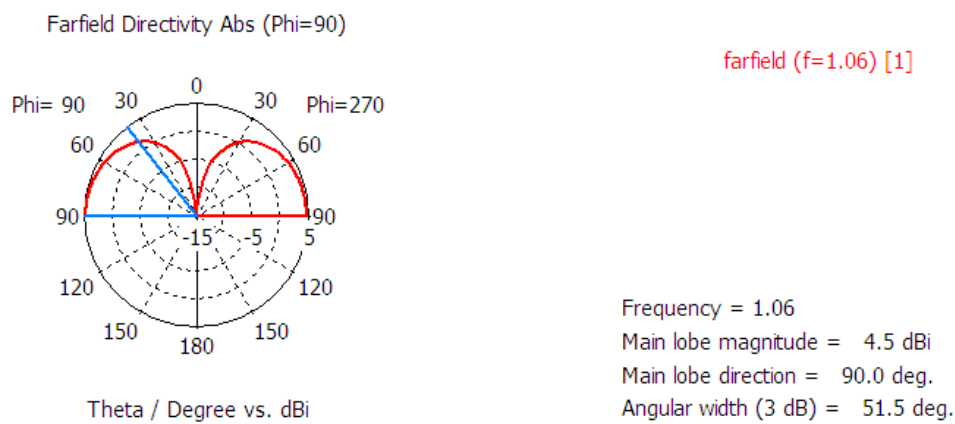
**Figura 4.15.** Parámetro  $S_{11}$  de la antena con cuatro pines cortocircuitados

En cuanto al ancho de banda de la antena, las frecuencias adaptadas por debajo de -10dB son las comprendidas entre 1.042GHz ( $S_{11}$ : -10.47dB) y 1.082GHz ( $S_{11}$ : -10.53dB). Por lo tanto, el ancho de banda relativo es del 3.77%.

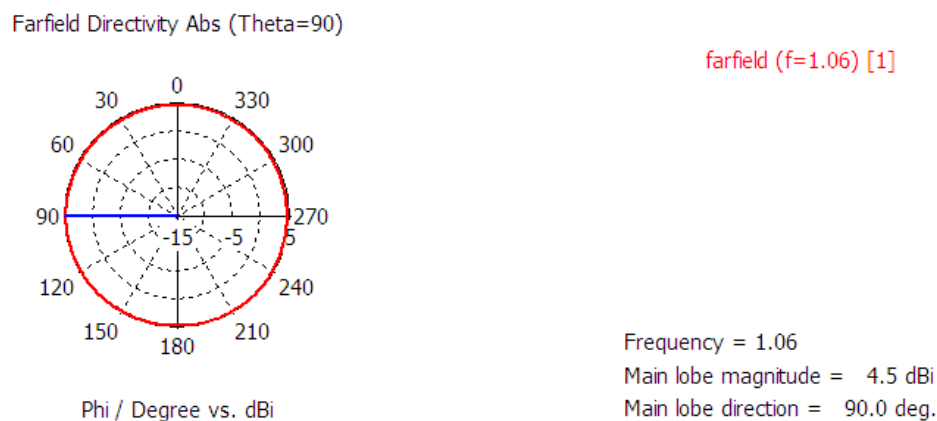
$$BW = (1.082GHz - 1.042GHz)/1.06GHz = 0.0377GHz = 3.77\%$$



**Figura 4.16.** Diagrama de radiación en 3D de la antena con cuatro pines cortocircuitados



**Figura 4.17.** Diagrama de radiación en coordenadas polares,  $\phi = 90^\circ$ , de la antena con cuatro pines cortocircuitados



**Figura 4.18.** Diagrama de radiación en coordenadas polares,  $\theta = 90^\circ$ , de la antena con cuatro pines cortocircuitados

#### 4.5. Comparativa de ambos diseños (poste central y pines)

Utilizando cuatro cilindros conductores cortocircuitados se pueden conseguir mejores adaptaciones ya que entran en juego más parámetros que nos permiten ir ajustando el diseño y conseguir los resultados deseados. Estos nuevos parámetros son la distancia de separación entre pines y el radio de los mismos.

Tras varios intentos de optimizar el diseño con los cuatro pines centrales, se llega a una buena adaptación, consiguiendo un  $S_{11}$  de -30dB.

Los resultados obtenidos, tanto en el diseño con el poste central como en el diseño con los cuatro pines centrales, se recogen en la tabla 4.5 a modo de comparación.

Diseño	Poste central	Cuatro pines
$S_{11}$ a 1.06GHz	-12.77dB	-30.74dB
Directividad	4.59dBi	4.53dBi
Magnitud del lóbulo principal	4.6dBi	4.5dBi
Ancho de banda a 3dB	50.7°	51.5°
Ancho de banda relativo	3.2%.	3.77%

**Tabla 4.5.** Tabla comparativa para antena con poste central y antena con pines cortocircuitados

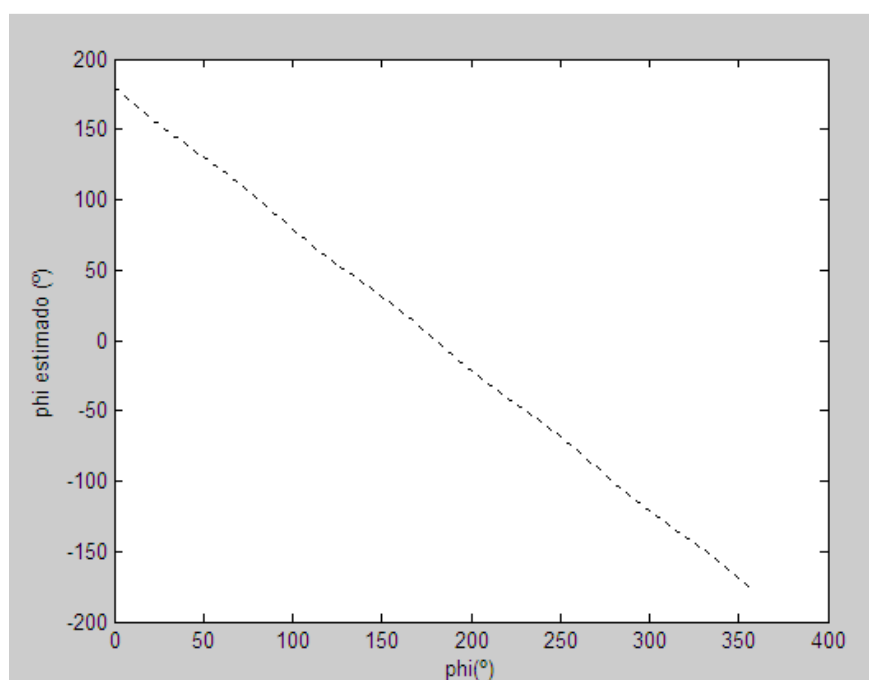
La conclusión que se obtiene de la tabla anterior es que el diseño que incluye los cuatro pines cortocircuitados supone una mejora en cuanto a nivel de adaptación y ancho de banda.

## 5. Diseño del array

En el capítulo anterior se ha diseñado el parche como elemento individual de la antena. En este capítulo se va a llevar a cabo el diseño de la antena como array.

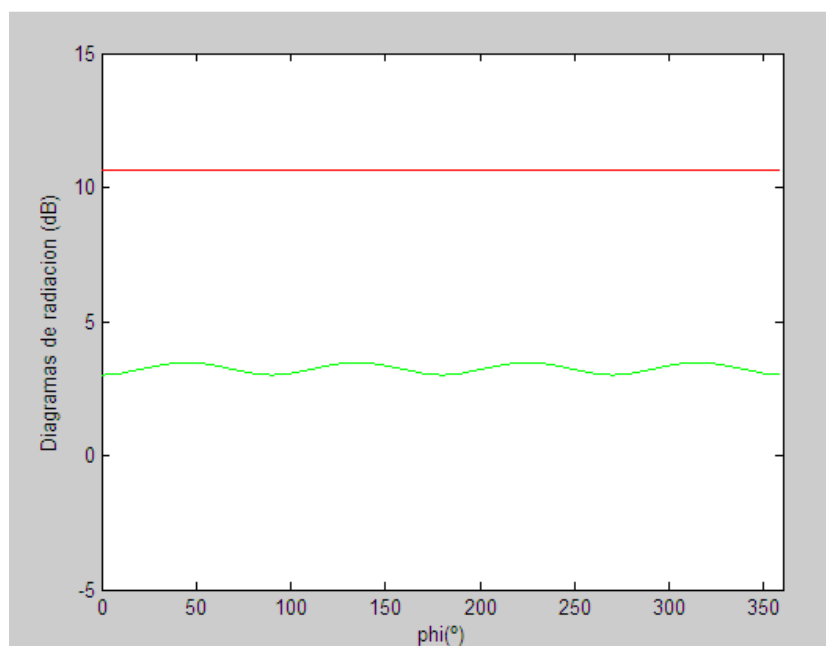
Como se ha mencionado anteriormente, en este trabajo se sigue el esquema que plantea el MIT para este tipo de sistemas, en el que el diseño de la antena TCAS consiste en un array bidimensional con cuatro monopolos funcionando en la banda L como elementos y separados entre sí una distancia igual a  $\lambda/4$ . La red de alimentación de la antena consiste en un conjunto de cuatro híbridos, también en banda L. Gracias a la red de distribución que se desarrolla en el documento del MIT se consigue una función lineal con el ángulo de llegada. El procesado de estas señales puede consultarse en la referencia citada [10].

A continuación, se muestra la curva de calibración obtenida (más adelante se explica cómo generarla), utilizando Matlab [17], para un array formado por cuatro antenas ideales isotrópicas separadas entre sí una distancia igual a  $\lambda/4$ . Con esto se demuestra la linealidad, anteriormente mencionada, de dicha función monopulso.



**Figura 5.1.** Curva de calibración de un array con cuatro antenas ideales isotrópicas separadas  $\lambda/4$

También, se genera el diagrama de radiación para esta antena. La línea en rojo se corresponde con el diagrama de radiación del canal  $\Sigma$  y la línea en verde con el del canal  $\Delta$ .



**Figura 5.2.** Diagrama de radiación de un array con cuatro antenas ideales isotrópicas separadas  $\lambda/4$

El diseño de la antena, siguiendo el modelo propuesto por el MIT, emplea cuatro elementos en la construcción del array, con una disposición 2x2. En este capítulo, en el que se diseña el array, se intenta conseguir una buena adaptación en la banda, un mínimo acoplo mutuo entre parches vecinos y una antena lo más compacta posible.

### 5.1. Diseño inicial del array de parches

Los parches individuales, en un principio, se separan entre sí una distancia igual a  $\lambda/2$ , que en nuestro caso equivale a 0.1415m de separación. La posición de cada antena individual dentro del array es  $(\pm X_a, \pm Y_a)$ , donde  $X_a$  e  $Y_a$  se corresponden con la distancia que hay entre el centro del array y el centro de cada parche individual en los respectivos ejes de coordenadas. De esta forma, el array presenta la siguiente configuración.

- Antena parche 1: posición (  $X_a$ ,  $Y_a$ )
- Antena parche 2: posición (  $-X_a$ ,  $Y_a$ )
- Antena parche 3: posición (  $X_a$ ,  $-Y_a$ )
- Antena parche 4: posición (  $-X_a$ ,  $-Y_a$ )

El valor de los parámetros  $X_a$  e  $Y_a$  es igual a la mitad de la distancia de separación entre los parches, 70.75mm. La posición de la sonda coaxial en cada parche estará definida por las variables  $(\pm x_{sonda}, \pm y_{sonda})$ .

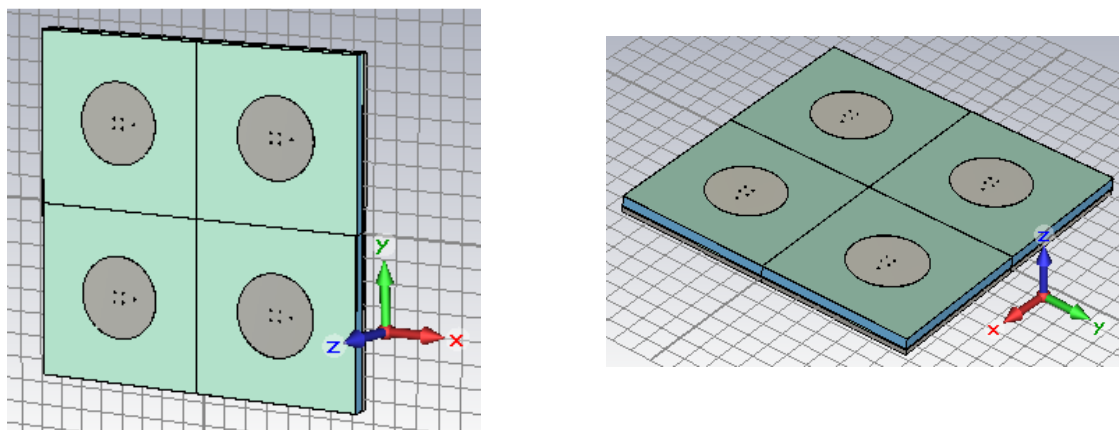
Este diseño se realiza utilizando como elemento individual el diseño del capítulo anterior con los sustratos FR-4 y los cuatro pines cortocircuitados. De esta forma, la longitud del plano de masa de cada parche es de 150mm. Sin embargo, si tomamos como distancia de separación entre las antenas  $\lambda/2$ , dichas antenas se solapan. Para solucionarlo se opta por aumentar la distancia de separación tal que se consiga evitar el solape. Se toma como distancia de separación 150mm ( $0.53\lambda$ ).

Por otro lado, se modifica el espesor del sustrato de espuma, pasando a valer 10mm. Este cambio permite cubrir las frecuencias de 1030MHz y 1090MHz (con un sustrato de 3mm no se conseguía) y reducir el radio del parche radiante, haciendo el diseño de la antena más compacto. También, se ajustan los valores de algunos parámetros para que la frecuencia de operación sea de 1.06GHz.

Después de realizar estas modificaciones y optimizar el diseño, el aspecto del array es el que se muestra en la figura 5.3.

<b>L</b>	150	Lado del plano de masa
<b>Rext</b>	2.3	Radio exterior de la sonda coaxial
<b>Rint</b>	1	Radio interior de la sonda coaxial
<b>Xa</b>	75	Posición de la antena en el eje X
<b>Ya</b>	75	Posición de la antena en el eje Y
<b>a</b>	37	Radio del parche radiante
<b>dtornillo</b>	4	Distancia de separación entre tornillos
<b>hgnd</b>	5	Altura del plano de masa
<b>hparche</b>	0.5	Altura de la metalización
<b>hsustrato1</b>	1.5	Altura del sustrato 1
<b>hespuma</b>	10	Altura de la espuma
<b>hsustrato2</b>	0.5	Altura del sustrato 2
<b>rtornillo</b>	1	Radio del tornillo
<b>xsonda</b>	20	Distancia del centro del parche a la sonda eje X
<b>ysonda</b>	0	Distancia del centro del parche a la sonda eje Y

**Tabla 5.1.** Dimensiones del array con cuatro pines cortocircuitados y distancia de separación igual a  $0.53\lambda$

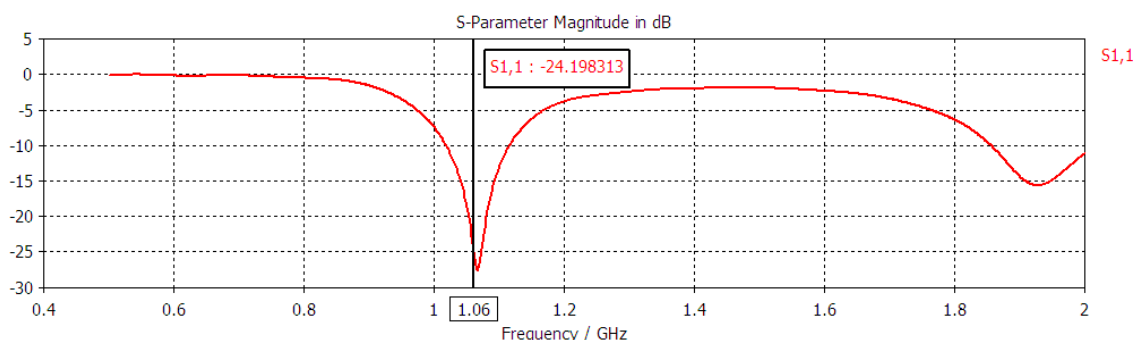


**Figura 5.3.** Vista principal del array con cuatro pines cortocircuitados y distancia de separación igual a  $0.53\lambda$

En este diseño todas las sondas coaxiales se colocan en el mismo lado de cada parche.

Para la simulación se toma una amplitud de señal igual a 1 y una fase uniforme ( $0^\circ$ ) en los cuatro elementos que forman el array, de esta forma componemos el

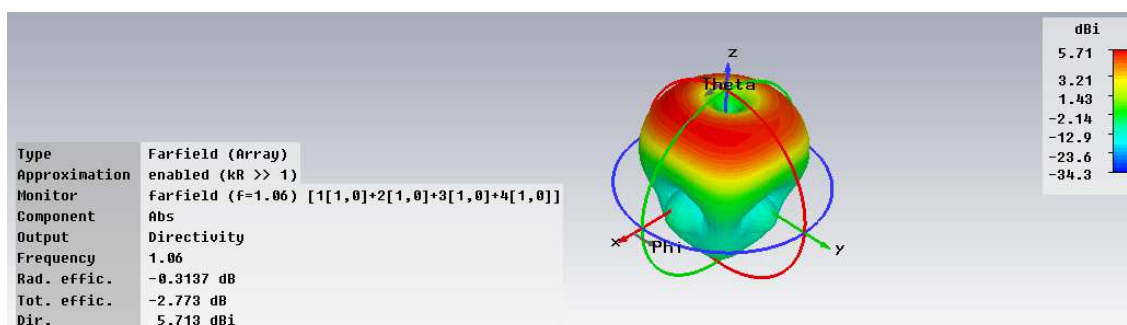
diagrama de radiación al que llamaremos suma ( $\Sigma$ ). Los resultados obtenidos son aceptables, consiguiendo una reflexión por debajo de  $-24\text{dB}$  en la frecuencia de interés.



**Figura 5.4.** Parámetro S11 del array con cuatro pines cortocircuitados y distancia de separación igual a  $0.53\lambda$

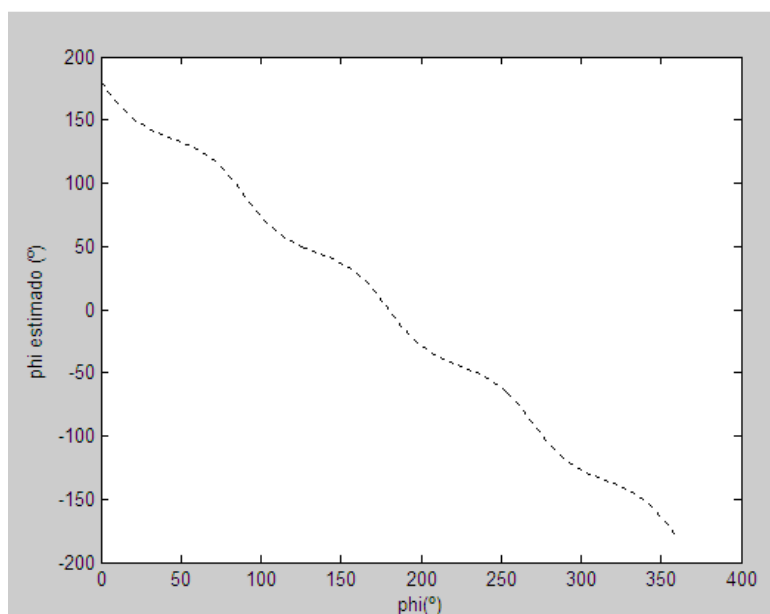
De las gráficas anteriores se obtiene el ancho de banda de la antena (rango de frecuencias con respuesta por debajo de  $-10\text{dB}$ ) de 8.8%. En la frecuencia 1.06GHz se consigue una adaptación de  $-24.19\text{dB}$ .

Otras gráficas interesantes son las de los diagramas de radiación, obtenidas por una combinación en fase de las cuatro señales para proporcionar el canal conocido como diferencia ( $\Delta$ ). Diagrama que tendrá también una característica de amplitud omniacimutal. Como puede observarse en el diagrama en 3 dimensiones la dirección de apuntamiento es perpendicular al plano sobre el que se sitúa el array de parches y la directividad es de 5.71dBi. Se han cambiado las condiciones de contorno a *open add space* para trabajar en unas condiciones de simulación más realistas. Esto cambio afecta bastante al nivel de adaptación.



**Figura 5.5.** Diagrama de radiación en 3D canal  $\Sigma$  del array con cuatro pines cortocircuitados y distancia de separación igual a  $0.53\lambda$

Seguidamente, se muestran la gráfica de la curva monopulso obtenida utilizando Matlab. En esta figura puede apreciarse el empeoramiento que se ha producido al separar los elementos una distancia igual a  $0.53\lambda$ . La curva de calibración ya no es una función lineal como ocurre cuando se separan  $\lambda/4$ , ha aparecido cierto rizado.



**Figura 5.6.** Curva de calibración del array con cuatro pines cortocircuitados y distancia de separación igual a  $0.53\lambda$

## 5.2. Obtención de la curva de calibración del ángulo de llegada

Al inicio de este capítulo se ha mencionado como es el diseño de la antena y su red de alimentación y posteriormente, se ha realizado un primer diseño del array de parches.

En este apartado se explica la forma de generar la curva de calibración o curva monopulso que indicará cuánto va a cambiar la diferencia de fase entre las salidas suma y diferencia al variar el ángulo  $\phi$  de  $0^\circ$  a  $360^\circ$ .

La curva de calibración será aproximadamente lineal para una distancia de separación entre elementos igual a  $\lambda/4$ . El diagrama omniacimutal ideal comienza a lobularse según se vaya aumentando la distancia de separación, lo que dará lugar a un cierto rizado en la curva de calibración, que será mayor cuanto mayor sea la separación entre elementos. Sin embargo, si se disminuye demasiado esta distancia se producirá acoplo mutuo, empeorando la adaptación. La separación óptima es de  $\lambda/4$ .

Para obtener dicha curva se genera un código en Matlab. La versión del código de Matlab que se utiliza para obtener la curva de calibración combina los resultados de los diagramas de radiación que han sido previamente exportados para cada elemento que forma el array, en lugar de combinar los cuatro diagramas de radiación directamente en el programa CST y luego cargar el diagrama conjunto en el programa de Matlab. La razón principal de realizar la combinación en Matlab es que esta forma de operar es un poco más flexible ya que nos permite simular también el efecto de los híbridos, usándolos en la combinación.



En el código se construye un diagrama suma  $\Sigma$  y otro diferencia  $\Delta$ . El diagrama suma se obtiene mediante la suma de las señales de cada elemento en fase. Por otro lado, el diagrama diferencia utiliza los desfases siguientes en cada elemento respectivamente:  $90^\circ$ ,  $0^\circ$ ,  $-90^\circ$  y  $180^\circ$ . En el código también se incluye el efecto de la diferencia de amplitudes en las señales de cada elemento

Tras el estudio del cálculo de la curva de calibración se decide probar una nueva disposición de los elementos dentro del array. Anteriormente se ha estado trabajando con un array 2x2 cuadrado (los elementos tienen traslaciones en el plano XY). El nuevo diseño es un array 2x2 circular (los elementos están rotados con respecto al centro). La posición de cada elemento dentro del array queda de la siguiente forma:

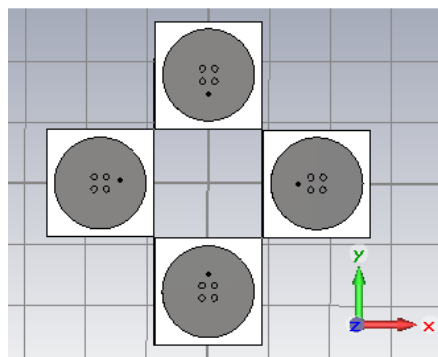
Posición antena 1	$x_1 = d/2$	$y_1 = 0$ ;
Posición antena 2	$x_2 = 0$	$y_2 = d/2$
Posición antena 3	$x_3 = -d/2$	$y_3 = 0$
Posición antena 4	$x_4 = 0$	$y_4 = -d/2$

Con esta nueva disposición de los elementos, los planos de masa se solapan, provocando una distorsión y un empeoramiento de los resultados. Solventar este problema supone hacer una reestructuración de las medidas de la antena con las que se ha estado trabajando anteriormente, hasta conseguir que no se solapen los planos de masa. Por otro lado, esto implica volver a realizar una serie de simulaciones con el objetivo de conseguir centrar la banda en la frecuencia de trabajo y obtener un buen nivel de adaptación.

### 5.3. Estudio de las distintas tipologías del array en función de la posición de la sonda coaxial

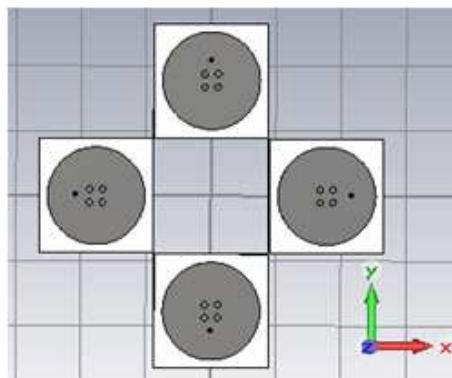
Dentro de la configuración general de los elementos dentro del array, se pueden establecer una serie de tipologías en función de la posición que ocupa la sonda coaxial en cada antena. Se distinguen las siguientes tipologías:

- Excitar con la sonda en el lado interior (sobre os ejes): topología A.



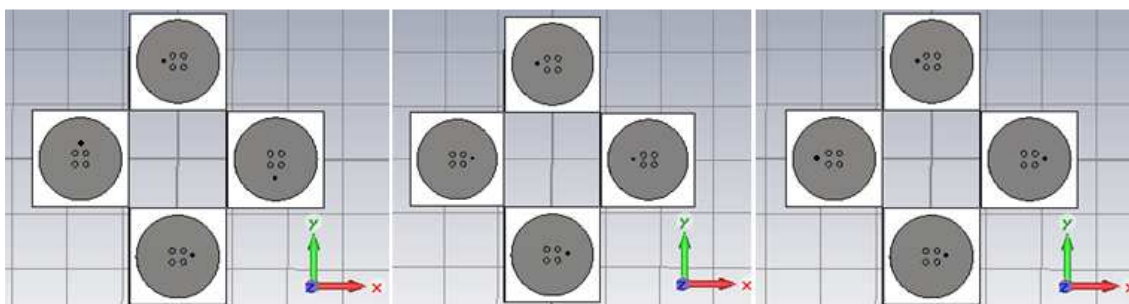
**Figura 5.7.** Topología A

- Excitar con la sonda en el lado exterior (sobre los ejes): topología B.



**Figura 5.8.** Topología B

- Excitar con posiciones cruzadas (fuera de los ejes): resto de topologías.



**Figura 5.9.** Topologías C, D y E

En función de donde se sitúe el punto de excitación, se obtendrán unos resultados u otros. Por ello, es conveniente construir los distintos modelos, simularlos y determinar posteriormente cuáles son los que dan mejores prestaciones.

Una vez se han identificado las distintas tipologías comienzan a analizarse una por una, utilizando el programa CST Microwave Studio. Para poder llevar a cabo una buena comparación, todas las simulaciones se realizan utilizando las mismas dimensiones en el diseño del array. Estas dimensiones son las que se muestran en la tabla 5.2.

<b>L</b>	38	Lado del plano de masa
<b>Rext</b>	2.3	Radio exterior de la sonda coaxial
<b>Rint</b>	1	Radio interior de la sonda coaxial
<b>Xa</b>	40	Posición de la antena en el eje X
<b>Ya</b>	40	Posición de la antena en el eje Y
<b>a</b>	15	Radio del parche radiante
<b>dtornillo</b>	2.8	Distancia de separación entre tornillos
<b>hgnd</b>	5	Altura del plano de masa
<b>hparche</b>	0.5	Altura de la metalización
<b>hsustrato1</b>	1.5	Altura del sustrato 1

<b>hespuma</b>	10	Altura de la espuma
<b>hsustrato2</b>	0.5	Altura del sustrato 2
<b>rtornillo</b>	1	Radio del tornillo
<b>xsonda/ysonda</b>	7	Distancia del centro del parche a la sonda eje X/Y

**Tabla 5.2.** Dimensiones empleadas en el diseño de las distintas topologías

### 5.3.1. Comparativa de los resultados de las distintas tipologías

Con el fin de reducir el tiempo que la computadora tarda en realizar la simulación completa y aprovechando que el diseño es simétrico, se opta por hacer los cálculos teniendo en cuenta únicamente el puerto 1, ya que en el caso de las adaptaciones, estas no cambian.

Tras realizar una comparativa entre los resultados de las distintas topologías, se decide optar por la topología B. Esta decisión se basa en que esta topología presenta, como era de esperar, el  $S_{11}$  más bajo ya que es el diseño en el que las sondas coaxiales están menos próximas entre sí, produciéndose un menor acoplo.

## 5.4. Diseño del array con sustrato común

En base a los malos resultados anteriormente obtenidos, se plantea la idea de hacer un nuevo diseño del array. Este nuevo diseño se caracteriza por tener un único sustrato en lugar de uno independiente para cada elemento del array.

Una ventaja del nuevo diseño es que se puede reducir la distancia de separación entre los cuatro parches, sin que los sustratos de cada elemento se solapen, pues solo existiría un único sustrato en común. Igualmente, con una distancia de separación menor, el diseño se vuelve más compacto. Esto hace que el nuevo diseño resulte bastante interesante en términos de tamaño.

Por otro lado, con el objetivo de estudiar un mayor número de prototipos de array que nos permita finalmente escoger el mejor, se decide trabajar simultáneamente con dos modelos de antena (ambos con sustrato común). El primer modelo estará formado por los cuatro pines cortocircuitados estudiados en el capítulo anterior y el segundo modelo, estará construido con el poste central que ha sido analizado también con anterioridad.

### 5.4.1. Diseño con cuatro pines

En este modelo, caracterizado por la presencia de cuatro cilindros en el centro de cada parche, se toma como punto de partida una distancia de separación entre parches igual a  $\lambda/2$ . Dado que la distancia propuesta en la solución del MIT es de  $\lambda/4$ , se irá reduciendo progresivamente hasta llegar a ella.

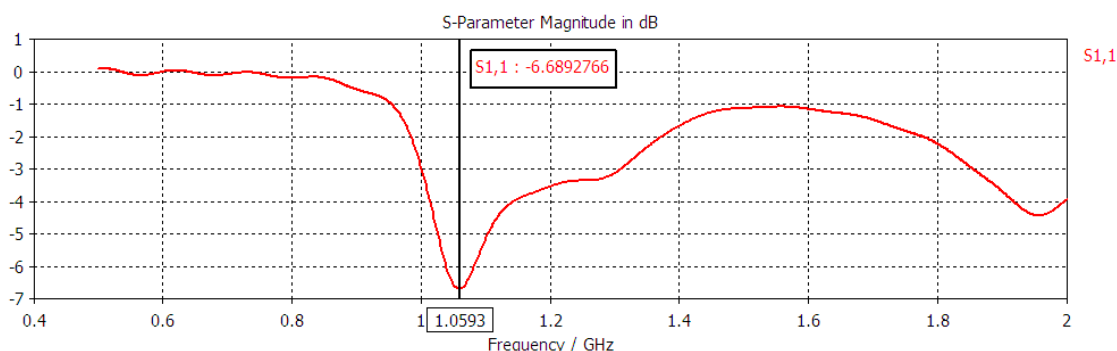
La razón de empezar con  $\lambda/2$  reside en que, como se ha mencionado anteriormente, cuanto más se alejan los parches, mejor es la adaptación y menor es el acoplo pero, en contrapartida, más complicado se hace detectar el ángulo de llegada ya que aparece un mayor rizado en la curva de calibración como ya se ha demostrado anteriormente. Asimismo, partiendo de las conclusiones obtenidas en el apartado anterior, únicamente se estudiará el prototipo que se corresponde con la tipología B, como se mencionó en el apartado anterior.

La tabla 5.3 recoge las dimensiones del primer diseño que se planteó para el modelo de antena cuatro pines centrales y según la topología B. Como puede observarse en la tabla la distancia de separación entre parches es de 141.5mm (equivalente a  $\lambda/2$ ).

<b>L</b>	250	Lado del plano de masa
<b>Rext</b>	2.3	Radio exterior de la sonda coaxial
<b>Rint</b>	1	Radio interior de la sonda coaxial
<b>Xa/ Ya</b>	$\pm 70.75$	Posición de la antena en el eje X/Y
<b>a</b>	33	Radio del parche radiante
<b>dtornillo</b>	5.3	Distancia de separación entre tornillos
<b>hgnd</b>	5	Altura del plano de masa
<b>hparche</b>	0.01	Altura de la metalización
<b>hsustrato1</b>	1.5	Altura del sustrato 1
<b>hespuma</b>	12	Altura de la espuma
<b>hsustrato2</b>	0.5	Altura del sustrato 2
<b>rtornillo</b>	1	Radio del tornillo
<b>xsonda/ysonda</b>	$\pm 15$	Distancia del centro del parche a la sonda eje X/Y

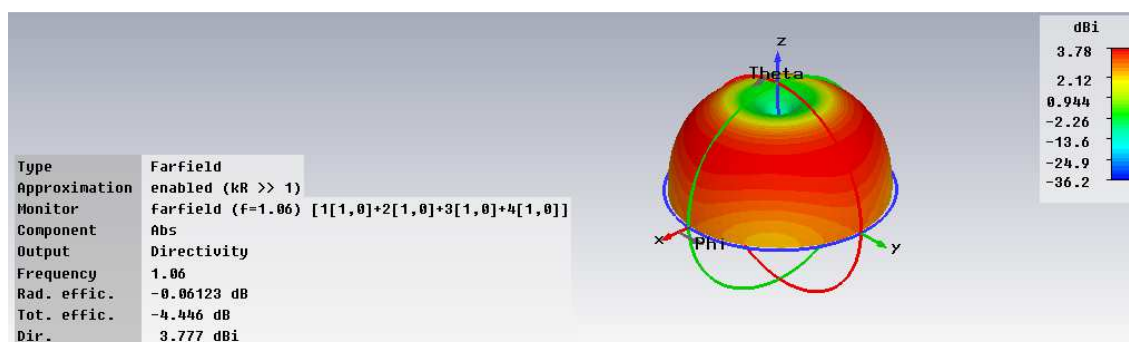
**Tabla 5.3.** Dimensiones del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $\lambda/2$

Tras realizar una optimización se simula el diseño utilizando condiciones de contorno de tipo *open* para simplificar. El nivel de adaptación conseguido no es muy satisfactorio, el parámetro  $S_{11}$  únicamente alcanza -6.69dB. No obstante, se ha producido una mejora con respecto a los resultados obtenidos cuando se trabajaba con sustratos independientes para cada elemento.

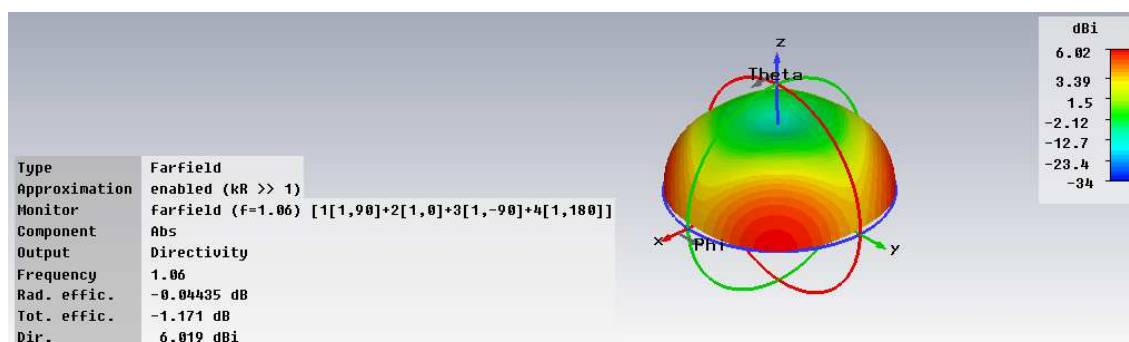


**Figura 5.10.** Parámetro  $S_{11}$  del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $\lambda/2$

Las siguientes figuras se corresponden con los diagramas de radiación en 3D de las señales del canal  $\Sigma$  y  $\Delta$ , respectivamente.



**Figura 5.11.** Diagrama de radiación en 3D canal  $\Sigma$  del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $\lambda/2$



**Figura 5.12.** Diagrama de radiación en 3D canal  $\Delta$  del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $\lambda/2$

A continuación, comenzamos a disminuir la distancia de separación hasta 110mm, que equivale a  $0.388\lambda$ . Esto provoca un desajuste completo. Para volver a ajustar la adaptación en la banda de interés se llevan a cabo numerosas simulaciones.

Los parámetros que se van variando para conseguir centrar la banda en la frecuencia de trabajo y obtener un buen nivel de adaptación son:

- $x_{sonda/ysonda}$ : distancia entre la sonda coaxial y el centro del parche.
- $dtornillo$ : distancia de separación entre pines.
- $a$ : tamaño del radio del parche

Después de todas las simulaciones, se deduce que un aumento del parámetro  $x_{sonda/ysonda}$  produce una desviación en frecuencia hacia frecuencias mayores, mientras que, cuanto más cerca situemos la sonda coaxial del centro del parche, más baja será la frecuencia de adaptación y mayor será el valor del  $S_{11}$ .

Por otro lado, si se aumenta la distancia de separación de los pines (*dtornillo*) la frecuencia de adaptación se desplaza hacia frecuencias mayores y se consigue un peor nivel de adaptación. Por consiguiente, si se disminuye se consigue el efecto contrario.

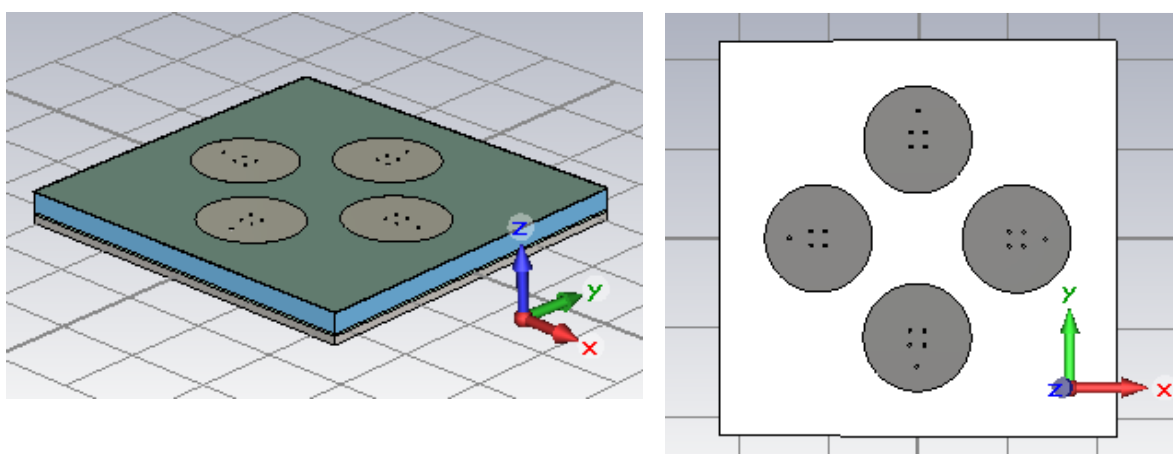
Sin embargo, el cambio más notorio es el que se produce al variar el tamaño del radio del parche. Aumentándolo, movemos la banda de adaptación hacia frecuencias bajas, produciéndose al mismo tiempo una mejora evidente del parámetro  $S_{11}$ .

Igualmente, además de realizar dichas variaciones se modifica también la longitud del sustrato, haciéndolo más pequeño para ir consiguiendo poco a poco un diseño de la antena más compacto.

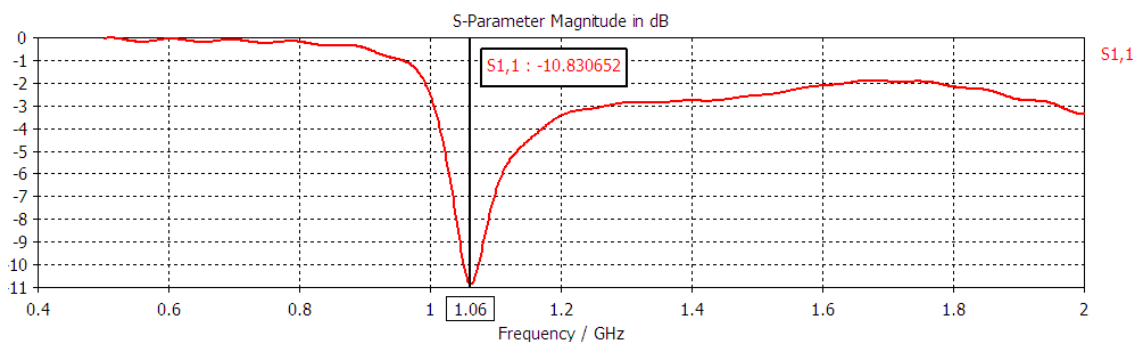
En la tabla 5.4 están concentrados los valores que se han utilizado para esta antena y en la figura 5.13 se muestra el aspecto que presenta dicha antena desde dos perspectivas diferentes.

<b>L</b>	220	Lado del plano de masa
<b>Rext</b>	2.3	Radio exterior de la sonda coaxial
<b>Rint</b>	1	Radio interior de la sonda coaxial
<b>Xa/ Ya</b>	$\pm 55$	Posición de la antena en el eje X/Y
<b>a</b>	30	Radio del parche radiante
<b>dtornillo</b>	4	Distancia de separación entre tornillos
<b>hgnd</b>	5	Altura del plano de masa
<b>hparche</b>	0.01	Altura de la metalización
<b>hsustrato1</b>	1.5	Altura del sustrato 1
<b>hespuma</b>	12	Altura de la espuma
<b>hsustrato2</b>	0.5	Altura del sustrato 2
<b>rtornillo</b>	1	Radio del tornillo
<b>xsonda/ysonda</b>	$\pm 16$	Distancia del centro del parche a la sonda eje X/Y

**Ta**bla 5.4. Dimensiones del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $0.388\lambda$

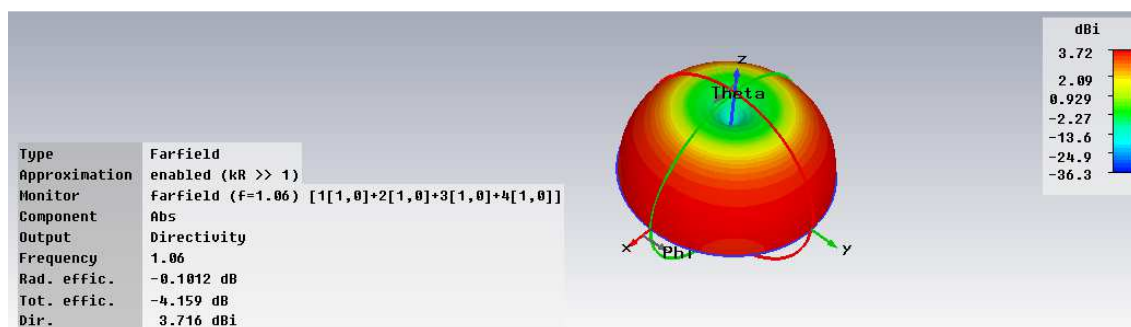


**Figura 5.13.** Vista lateral y frontal del array con cuatro pines centrales y separación entre parches de  $0.388\lambda$

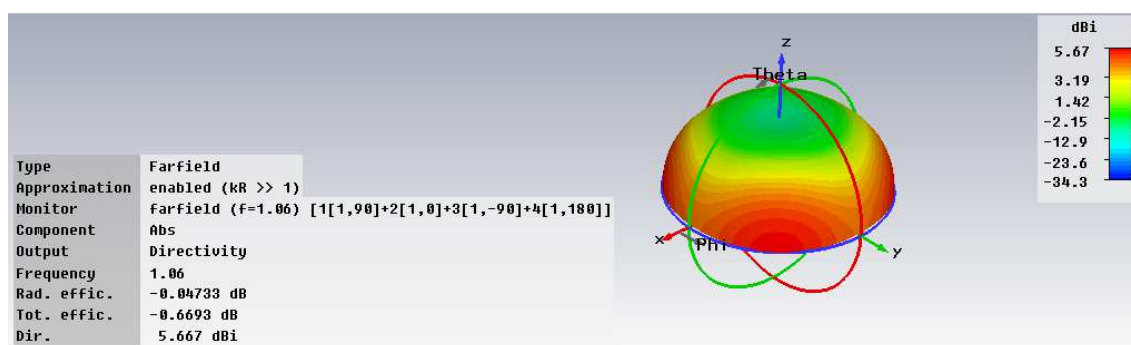


**Figura 5.14.** Parámetro S11 del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $0.388\lambda$

Situando el array en el plano XY ( $\theta = \pi/2$  y  $\varphi \in [0, 2\pi]$ ), la dirección de máxima radiación es la del modo omniacimutal, es decir, perpendicular al eje z, tanto para el diagrama de radiación  $\Sigma$  como para el diagrama de radiación  $\Delta$ .



**Figura 5.15.** Diagrama de radiación en 3D canal  $\Sigma$  del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $0.388\lambda$



**Figura 5.16.** Diagrama de radiación en 3D canal  $\Delta$  del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $0.388\lambda$

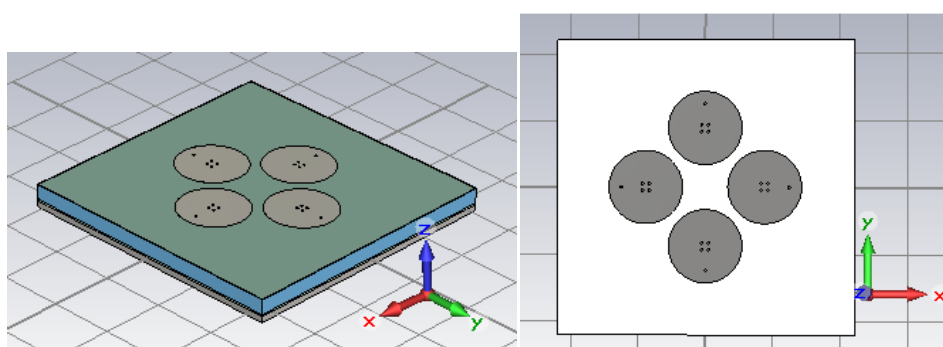
Finalmente, tras realizar un número elevado de simulaciones, se consigue separar los parches radiantes una distancia igual a 88mm, equivalente a  $0.31\lambda$ . Este es el valor de separación más próximo a  $\lambda/4$  con el que se consigue adaptar la antena a la frecuencia de operación, 1.06GHz, manteniendo a su vez un diagrama de radiación



omniacimital y un  $S_{11}$  lo más bajo posible. Las medidas utilizadas son las que aparecen en la siguiente tabla.

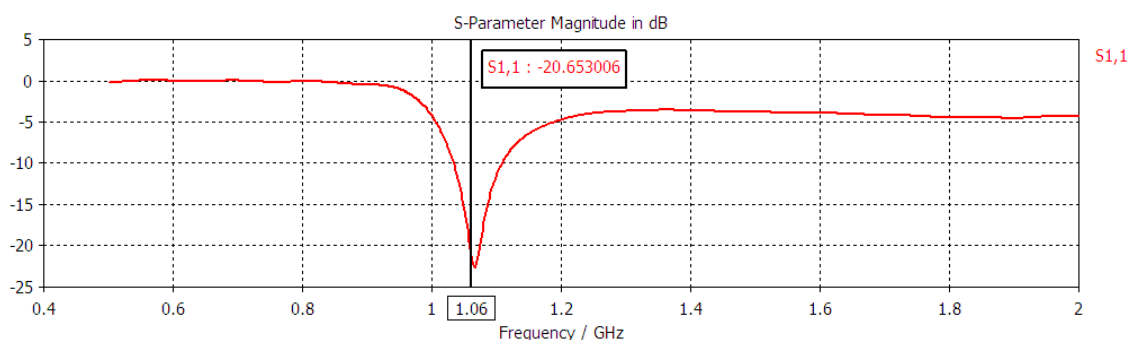
<b>L</b>	220	Lado del plano de masa
<b>Rext</b>	2.3	Radio exterior de la sonda coaxial
<b>Rint</b>	1	Radio interior de la sonda coaxial
<b>Xa/ Ya</b>	$\pm 44$	Posición de la antena en el eje X/Y
<b>a</b>	27.3	Radio del parche radiante
<b>dtornillo</b>	2.5	Distancia de separación entre tornillos
<b>hgd</b>	5	Altura del plano de masa
<b>hparche</b>	0.01	Altura de la metalización
<b>hsustrato1</b>	1.5	Altura del sustrato 1
<b>hespuma</b>	12	Altura de la espuma
<b>hsustrato2</b>	0.5	Altura del sustrato 2
<b>rtornillo</b>	1	Radio del tornillo
<b>xsonda/ysonda</b>	$\pm 18$	Distancia del centro del parche a la sonda eje X/Y

**Tabla 5.5.** Dimensiones del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$



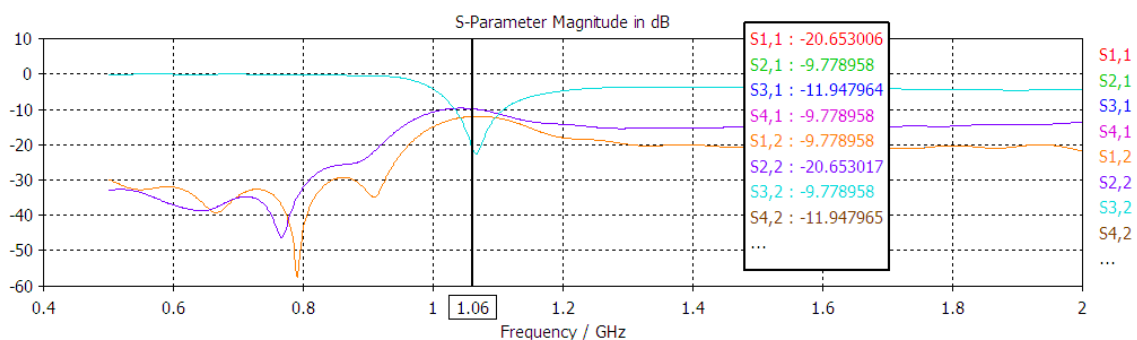
**Figura 5.17.** Antena vista lateral y frontal del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$

Simulando con unas condiciones de contorno más realistas, *open add space* en los tres ejes, se obtienen las siguientes figuras.

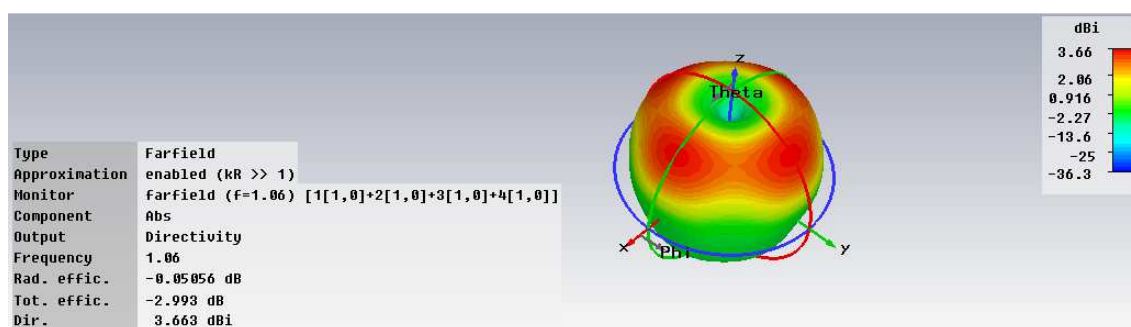


**Figura 5.18.** Parámetros  $S_{11}$  del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$

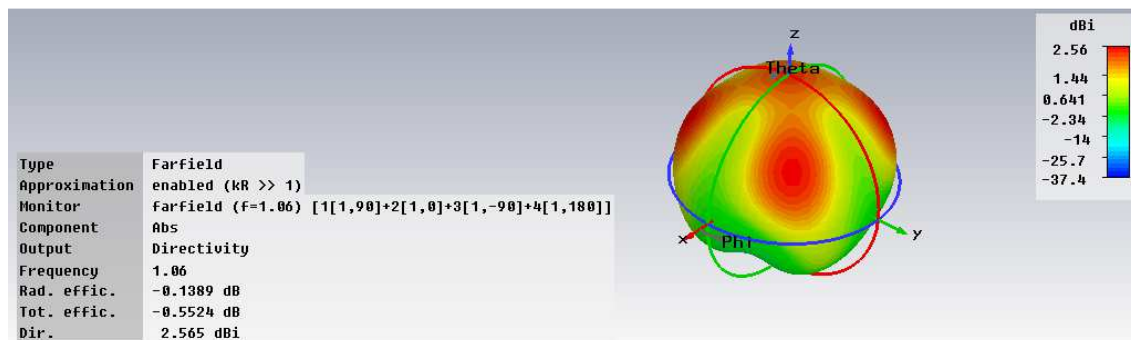




**Figura 5.19.** Parámetros S del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$

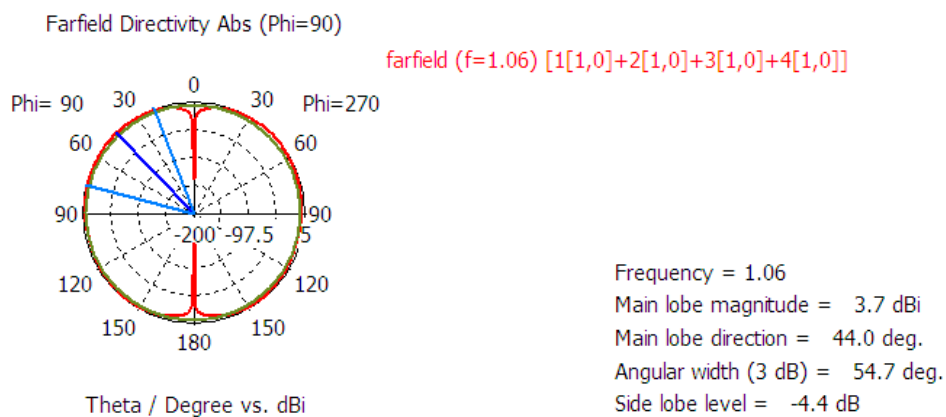


**Figura 5.20.** Diagrama de radiación 3D canal  $\Sigma$  del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$

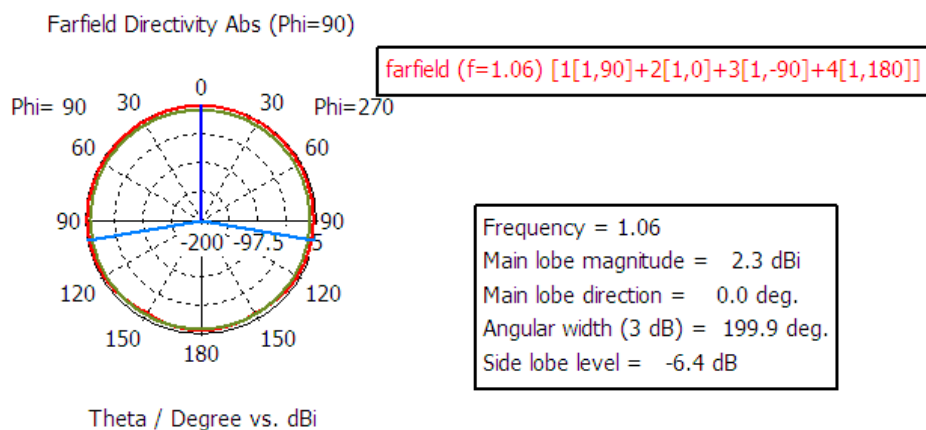


**Figura 5.21.** Diagrama de radiación 3D canal  $\Delta$  del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$

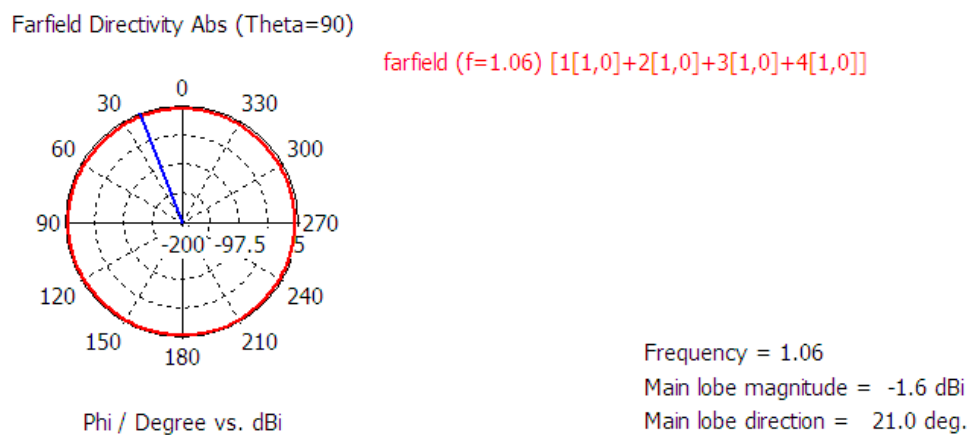
Como puede observarse a continuación, la radiación trasera es de unos -4.4dB.



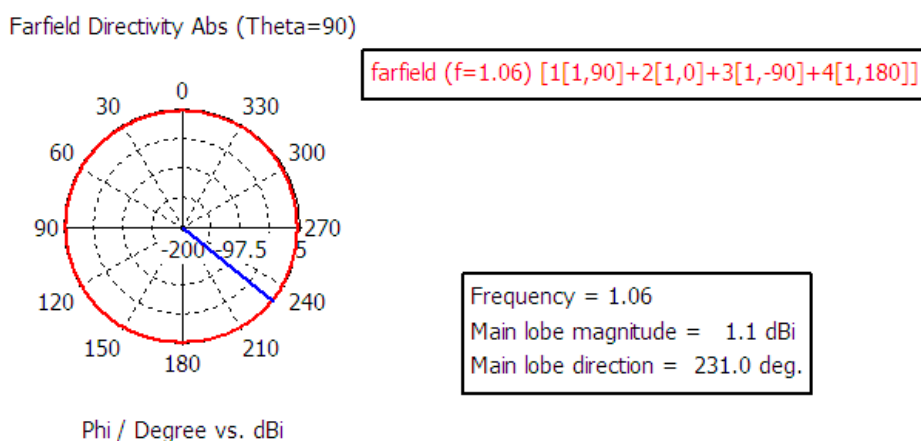
**Figura 5.22.** Diagrama de radiación en polares,  $\varphi = 90^\circ$ , canal  $\Sigma$  del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$



**Figura 5.23.** Diagrama de radiación en polares,  $\varphi = 90^\circ$ , canal  $\Delta$  del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$



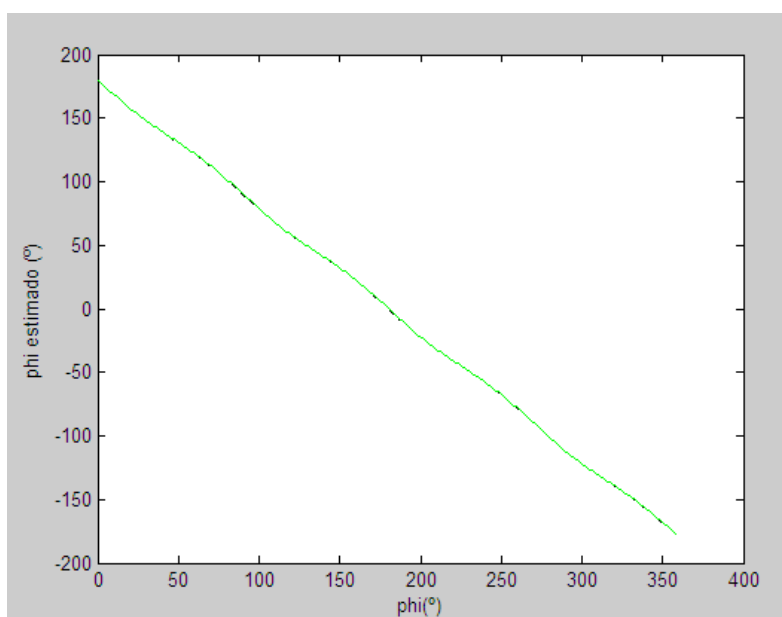
**Figura 5.24.** Diagrama de radiación en polares,  $\theta = 90^\circ$ , canal  $\Sigma$  del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$



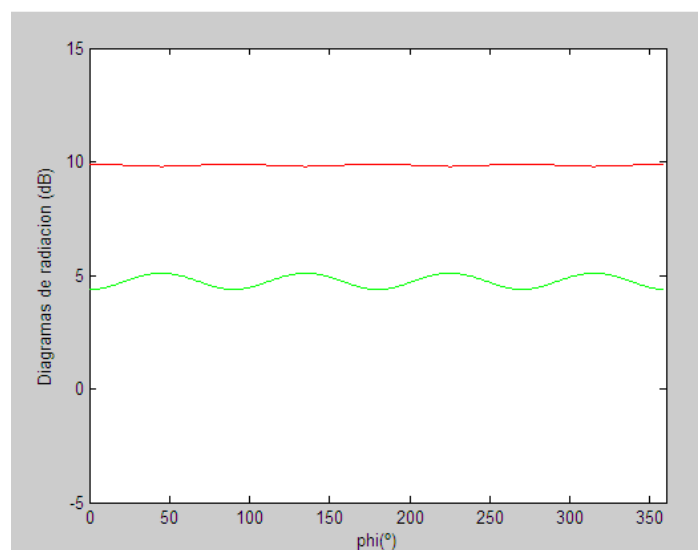
**Figura 5.25.** Diagrama de radiación en polares,  $\theta = 90^\circ$ , canal  $\Delta$  del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$

Tal y como se ha mencionado al inicio de este apartado cuanto más alejados están los parches entre sí, mejor es la adaptación pero más difícil resulta detectar el ángulo de llegada debido al rizado que aparece en la curva de calibración.

A continuación, utilizando Matlab, se calculan para este diseño las salidas del híbrido (canales  $\Sigma$  y  $\Delta$ ) combinando las señales en Matlab y añadiendo los errores de amplitud y fase asociados a cada canal combinado por el CST (sigma y delta). Posteriormente, se obtienen la curva de calibración (se puede apreciar en la figura 5.26 su casi linealidad) y el diagrama de radiación (en rojo el diagrama de radiación del canal  $\Sigma$  y en verde el del canal  $\Delta$ ).



**Figura 5.26.** Curva de calibración del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$



**Figura 5.27.** Diagrama de radiación en Matlab del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$

#### 5.4.2. Diseño con poste central

Nos planteamos ahora comparar los resultados anteriores con los de la antena análoga en la que se utilizan postes de cortocircuito sólidos. El objetivo de esta comparativa es demostrar si las conclusiones obtenidas anteriormente (ver apartado 4.5) se mantienen aún con la presencia de más antenas que se encuentren acopladas entre sí debido a la gran proximidad entre ellas.

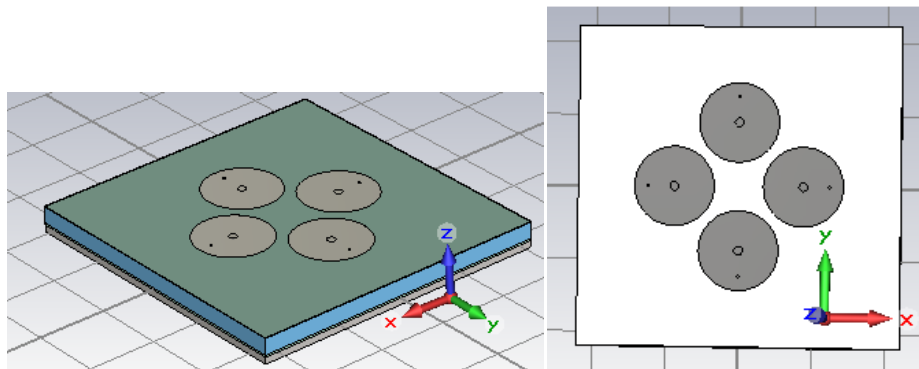
Para este otro modelo, determinado por la presencia de un poste central, la forma de operar será la misma que se ha seguido en el modelo con los cuatro pines. Asimismo, se tomará como distancia inicial de separación entre parches  $\lambda/2$ , distancia que se irá reduciendo poco a poco hasta conseguir unos buenos resultados.

Después de varias simulaciones, se consigue una distancia de separación igual a  $0.31\lambda$ . La única diferencia reside en el parámetro que los diferencia. En el diseño con pines encontramos el parámetro *dtornillo* y en este diseño se utiliza el parámetro *b*. No obstante, sus valores son muy similares.

<b>L</b>	220	Lado del plano de masa
<b>Rext</b>	2.3	Radio exterior de la sonda coaxial
<b>Rint</b>	1	Radio interior de la sonda coaxial
<b>Xa/ Ya</b>	$\pm 44$	Posición de la antena en el eje X/Y
<b>a</b>	26.6	Radio del parche radiante
<b>b</b>	3	Radio del poste central de la antena
<b>hgnd</b>	5	Altura del plano de masa
<b>hparche</b>	0.01	Altura de la metalización
<b>hsustrato1</b>	1.5	Altura del sustrato 1
<b>hespuma</b>	12	Altura de la espuma
<b>hsustrato2</b>	0.5	Altura del sustrato 2

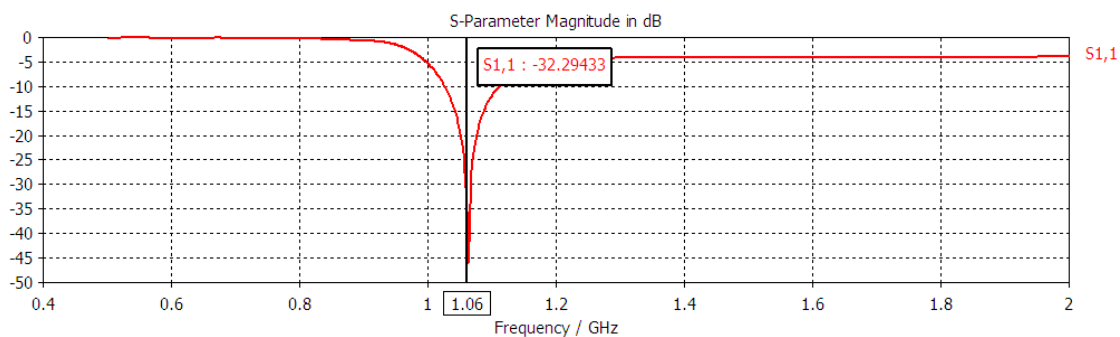
rtornillo	1	Radio del tornillo
xsonda/ysonda	$\pm 18$	Distancia del centro del parche a la sonda eje X/Y

**Tabla 5.6.** Dimensiones del array con poste central y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$

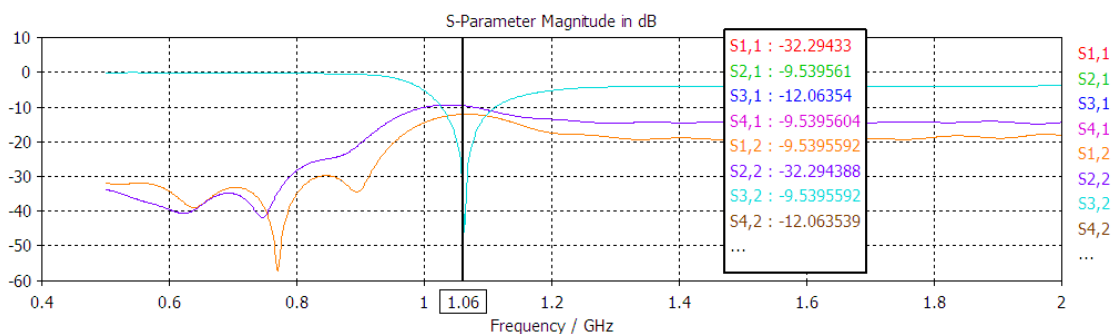


**Figura 5.28.** Antena vista lateral y frontal del array con poste central y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$

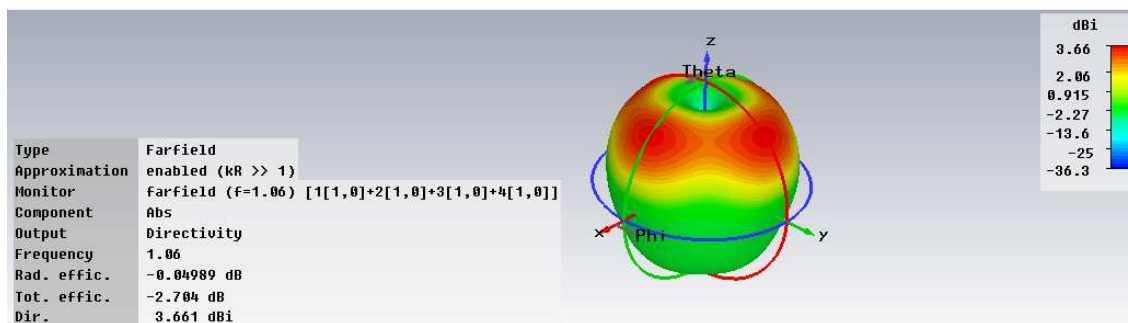
Igualmente, se simula utilizando las condiciones de contorno *open add space* en todos los ejes. Los resultados se muestran en las siguientes figuras.



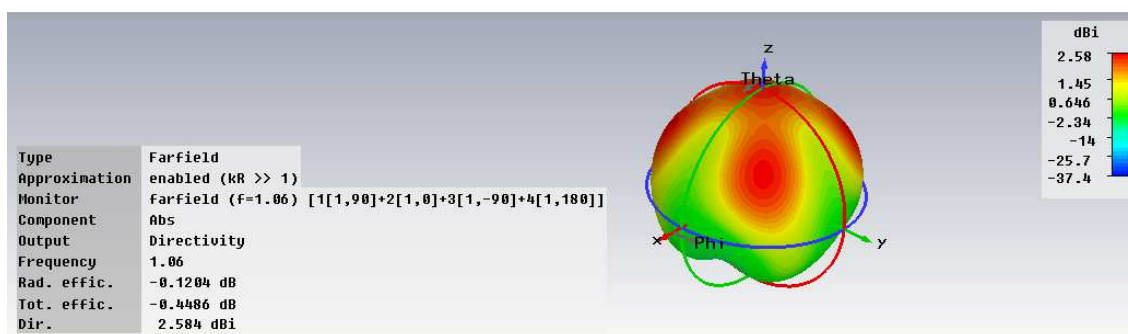
**Figura 5.29.** Parámetros S11 del array del array con poste central y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$



**Figura 5.30.** Parámetros S del array con poste central y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$

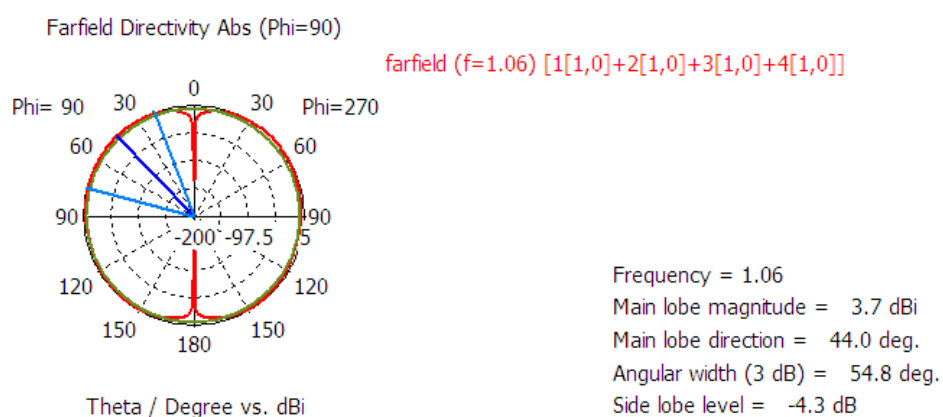


**Figura 5.31.** Diagrama de radiación 3D canal  $\Sigma$  del array con poste central y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$

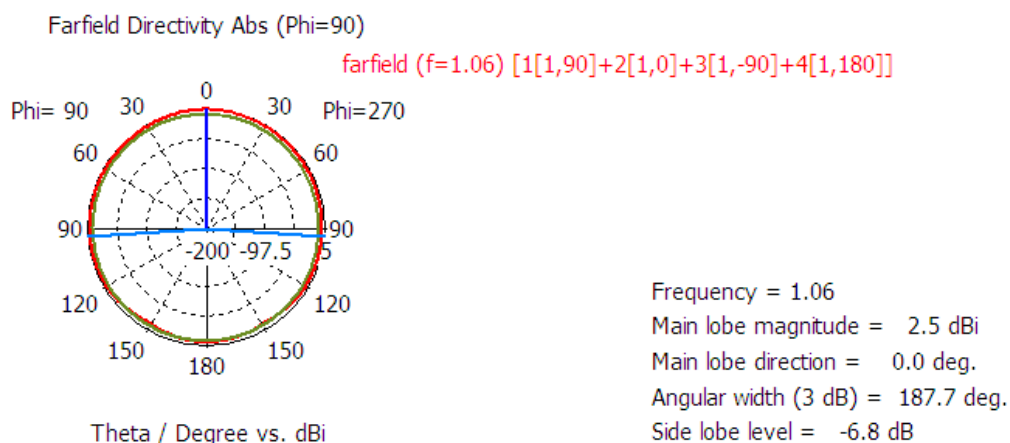


**Figura 5.32.** Diagrama de radiación 3D canal  $\Delta$  del array con poste central y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$

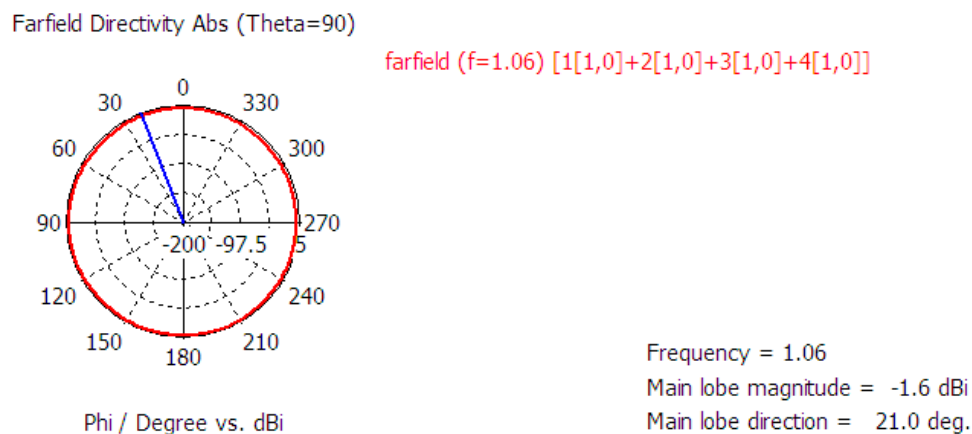
Los diagramas de radiación en polares para los dos canales son los mostrados a continuación.



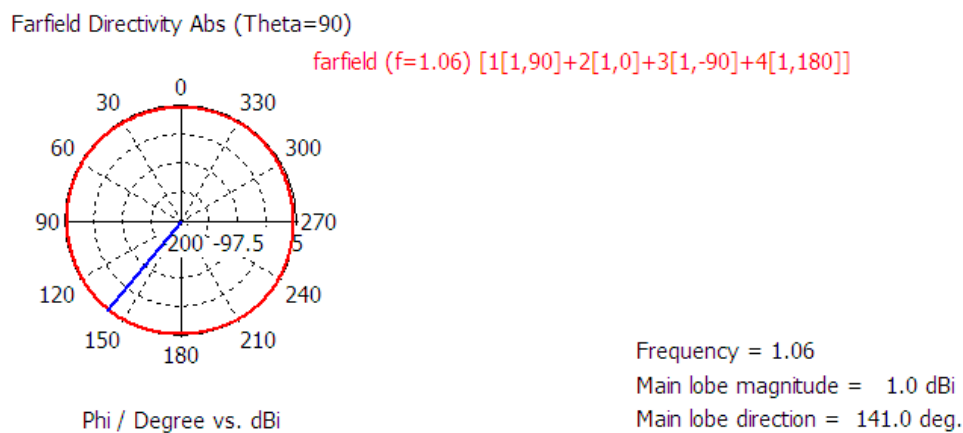
**Figura 5.33.** Diagrama de radiación en polares,  $\phi = 90^\circ$ , canal  $\Sigma$  del array con poste central y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$



**Figura 5.34.** Diagrama de radiación en polares,  $\varphi = 90^\circ$ , canal  $\Delta$  del array con poste central y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$



**Figura 5.35.** Diagrama de radiación en polares,  $\theta = 90^\circ$ , canal  $\Sigma$  del array con poste central y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$



**Figura 5.36.** Diagrama de radiación en polares,  $\theta = 90^\circ$ , canal  $\Delta$  del array con poste central y separación entre parches igual a  $0.31\lambda$

### 5.4.3. Comparativa entre ambos diseños

Tras haber realizado varias pruebas para tratar de disminuir la distancia de separación entre los elementos del array y conseguir, al mismo tiempo, un nivel de adaptación en la frecuencia de trabajo aceptable, tanto para el diseño con pines como para el diseño con poste central, en este apartado se lleva a cabo una comparativa de los resultados obtenidos en ambos diseños para el canal  $\Sigma$ .

Diseño	Con pines	Con poste
$S_{11}$ a 1.06GHz	-20.65dB	-32.29dB
Directividad	3.66dBi	3.61dBi
Magnitud del lóbulo principal	3.7dBi	3.7dBi
Ancho de banda a -10dB	7.06%	7.88%

**Tabla 5.7.** Tabla comparativa del diseño con pines y el diseño con poste central

Aunque es cierto que anteriormente (ver apartado 4.5) se demostró que la presencia de cuatro pines supone una mejora en cuanto al  $S_{11}$  y al ancho de banda, este estudio se realizó para una sola antena. Se deduce de la tabla anterior que, salvo una mejor adaptación en el caso del poste central, ya no hay una apreciable diferencia entre los resultados obtenidos para ambos diseños. El modelo de los cuatro pines ya no resulta el mejor, debido precisamente, a la presencia cercana de tantos elementos conductores que provocan interferencia y empeoran la adaptación al producir acoplo entre ellos.

### 5.5. Diseño final y optimización del mismo

A modo de resumen, recordamos los pasos que se han ido siguiendo para llegar a este punto. Inicialmente, funcionando a la frecuencia de 1GHz, se diseñó el elemento básico del array utilizando para ello un poste central (un cortocircuito) que nos permitía obtener un diagrama de radiación omniacimutal (apartado 4.1).

En un primer intento de optimización, se introdujeron dos sustratos FR-4, consiguiendo de esta forma, un diseño más compacto y más eficiente en términos de radiación (apartado 4.2). Por ello, se añadieron finalmente al diseño.

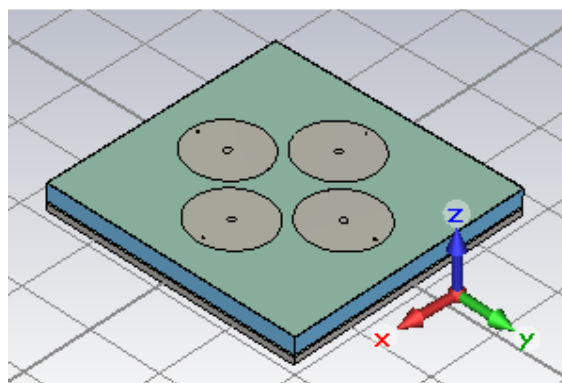
Seguidamente, se cambió la frecuencia de trabajo, siendo esta de 1.06GHz, para ajustarnos a la banda de frecuencia en la que trabajan los radares del sistema TCAS. Además, se sustituyó el poste central cortocircuitado por cuatro pines equivalentes, que tal y como se demostró, mejoran el nivel de adaptación de la antena y simplifican el ajuste del diseño (ver apartado 4.4).

Una vez se diseñó el elemento básico del array, pasamos al diseño de la antena como agrupación. Se decidió que la disposición de los elementos del array sea la de un array circular (5.2) y la ubicación de las sondas coaxiales aquella en la que estas se encuentren lo más distantes posible, es decir, en la parte exterior sobre los ejes de coordenadas, pues quedó probado que de esta forma se consigue obtener un mejor nivel de adaptación (5.2 y 5.3).



Por otro lado, se adoptó un diseño caracterizado por un único sustrato común sobre el que se apoyan los cuatro parches radiantes, ya que como se había demostrado supone ciertas ventajas (ver apartado 5.4). Así mismo, se confirmó que con la presencia de cuatro antenas parche situadas muy próximas entre sí, el diseño con cuatro pines no presentaba mejoras con respecto al diseño con poste central, por lo que se decidió retirar los cuatro pines y trabajar con el poste central, ya que no tenía sentido complicar el diseño de forma innecesaria.

En esta sección partimos del modelo anterior con poste central y tratamos de ajustarlo para mejorar su rendimiento en la frecuencia de trabajo. En la siguiente figura podemos observar el aspecto definitivo del array.



**Figura 5.37.** Vista frontal de la antena definitiva

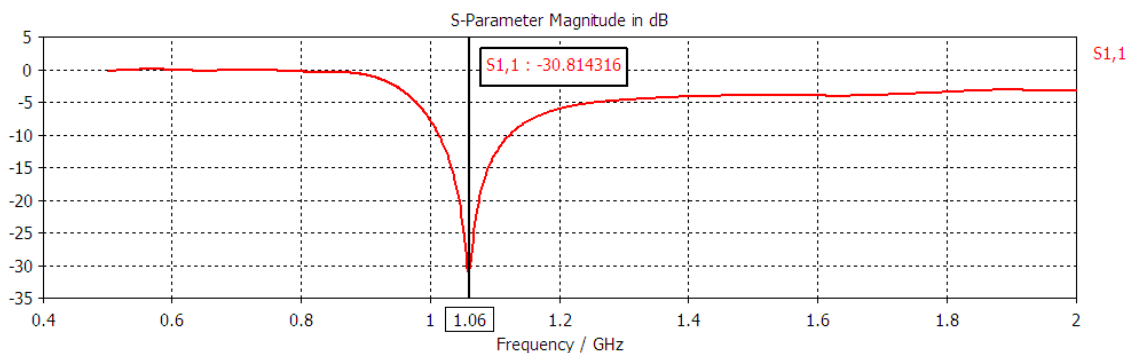
Los parámetros que definen a la antena final son los que aparecen en la tabla 5.8. Como se observa, se ha reajustado la dimensión del sustrato, haciéndolo más compacto, su espesor y la posición tanto de los parches, como de las sondas coaxiales. También, se han modificado la magnitud de los radios de los parches y de los postes centrales y se ha simulado con un mallado más fino para asegurar mayor precisión en los resultados de la simulación.

<b>L</b>	180	Lado del plano de masa
<b>Rext</b>	2.3	Radio exterior de la sonda coaxial
<b>Rint</b>	1	Radio interior de la sonda coaxial
<b>Xa/ Ya</b>	$\pm 42$	Posición del parche en el eje X/Y
<b>a</b>	26.8	Radio del parche radiante
<b>b</b>	2.4	Radio del poste central de la antena
<b>hgnd</b>	5	Altura del plano de masa
<b>hparche</b>	0.01	Altura de la metalización
<b>hsustrato1</b>	1.5	Altura del sustrato 1
<b>hespuma</b>	12	Altura de la espuma
<b>hsustrato2</b>	0.5	Altura del sustrato 2
<b>rtornillo</b>	1	Radio del tornillo
<b>xsonda/ysonda</b>	$\pm 22.3$	Distancia del centro del parche a la sonda eje X/Y

**Tabla 5.8.** Dimensiones de la antena definitiva

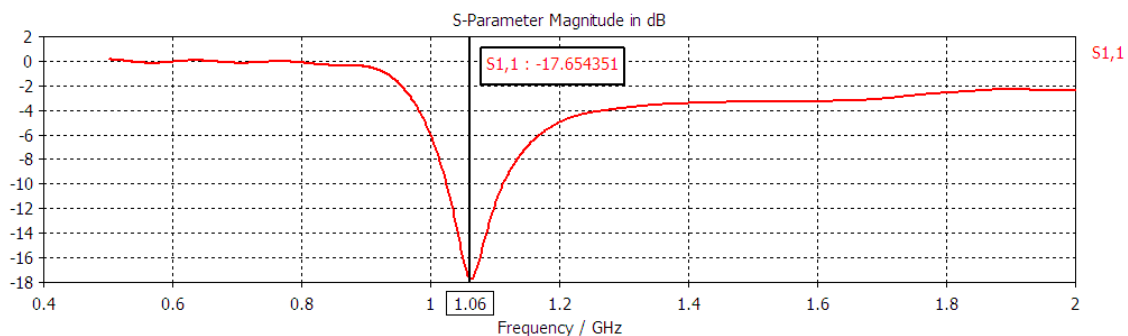
Los resultados obtenidos tras la simulación son los que se presentan a continuación.

En la figura 5.38 se muestra la gráfica correspondiente al parámetro  $S_{11}$  que nos permite conocer el nivel de adaptación del dispositivo. Se puede ver que a la frecuencia de 1.06GHz el  $S_{11}$  es de -30.81dB, se trata de una adaptación muy buena. Asimismo, el ancho de banda relativo a -10dB es de 10.10%.



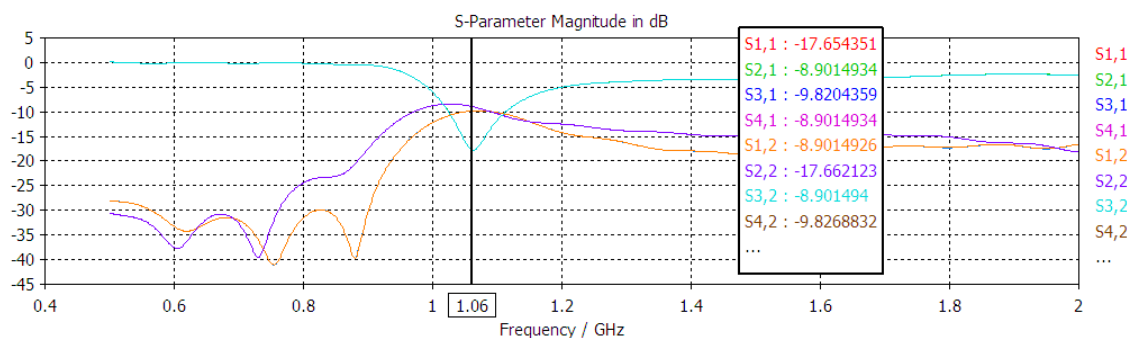
**Figura 5.38.** Parámetro  $S_{11}$  antena final con mallado intermedio

Pese a que los resultados son muy buenos y el mallado utilizado en la simulación bastante fino, se decide volver a simular con mallado más fino para obtener unos resultados más realistas. Como puede apreciarse en la siguiente figura, el nivel de adaptación empeora pero sigue siendo bueno. Para la frecuencia de 1.06GHz el  $S_{11}$  es de -17.65dB. Asimismo, el ancho de banda a -10dB es de un 8.04% de la frecuencia de trabajo, comprendiendo aproximadamente el rango de frecuencias entre 1.025GHz y 1.110GHz.



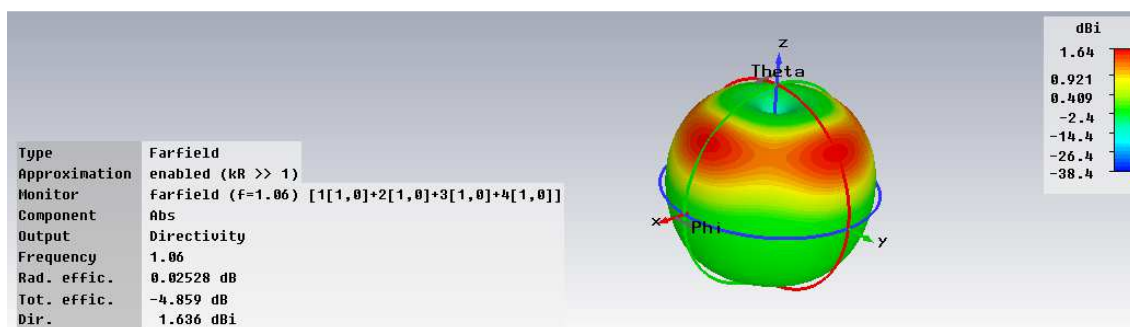
**Figura 5.39.** Parámetro  $S_{11}$  de la antena definitiva

El acoplo mutuo entre elementos queda reflejado en la siguiente figura.

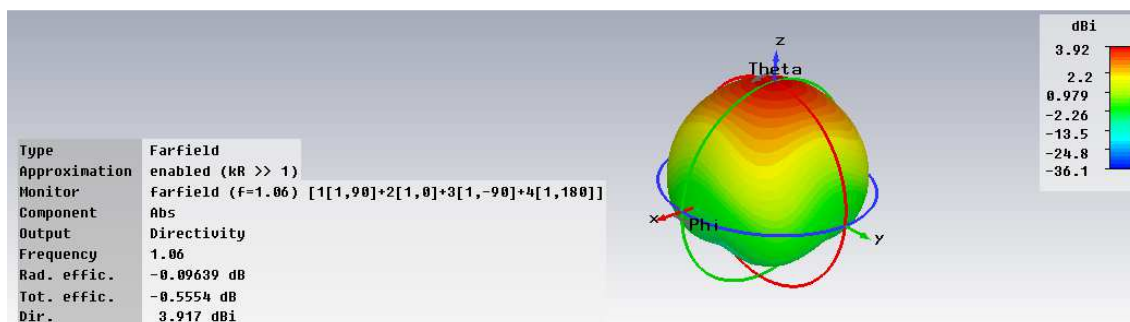


**Figura 5.40.** Parámetros S de la antena definitiva

En cuanto al diagrama de radiación, se aprecia que es prácticamente omniacimutal, como era de esperar, pues estamos utilizando un parche cortocircuitado.



**Figura 5.41.** Diagrama de radiación en 3D, canal  $\Sigma$  de la antena definitiva

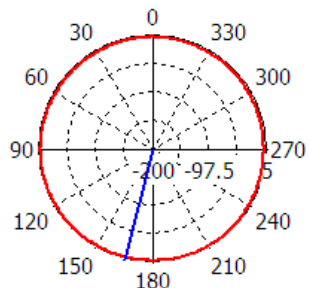


**Figura 5.42.** Diagrama de radiación en 3D, canal  $\Delta$  de la antena definitiva

A continuación, se presentan también los diagramas de radiación en polares.

Farfield Directivity Abs (Theta=90)

farfield (f=1.06) [1[1,0]+2[1,0]+3[1,0]+4[1,0]]



Phi / Degree vs. dBi

Frequency = 1.06

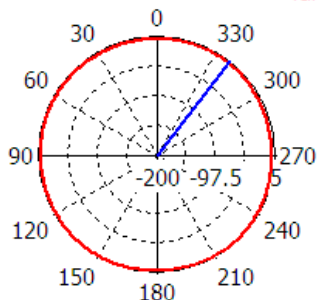
Main lobe magnitude = -0.3 dBi

Main lobe direction = 166.0 deg.

**Figura 5.43.** Diagrama de radiación en polares,  $\theta = 90^\circ$ , canal  $\Sigma$  de la antena definitiva

Farfield Directivity Abs (Theta=90)

farfield (f=1.06) [1[1,90]+2[1,0]+3[1,-90]+4[1,180]]



Phi / Degree vs. dBi

Frequency = 1.06

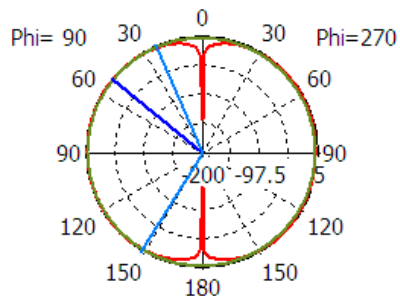
Main lobe magnitude = 0.5 dBi

Main lobe direction = 322.0 deg.

**Figura 5.44.** Diagrama de radiación en polares,  $\theta=90^\circ$ , canal  $\Delta$  de la antena definitiva

Farfield Directivity Abs (Phi=90)

farfield (f=1.06) [1[1,0]+2[1,0]+3[1,0]+4[1,0]]



Theta / Degree vs. dBi

Frequency = 1.06

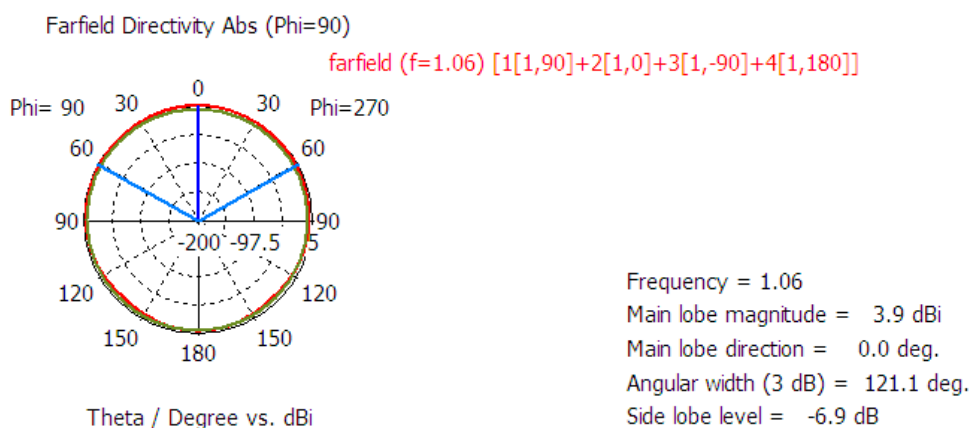
Main lobe magnitude = 1.6 dBi

Main lobe direction = 51.0 deg.

Angular width (3 dB) = 124.8 deg.

Side lobe level = -1.7 dB

**Figura 5.45.** Diagrama de radiación en polares,  $\varphi = 90^\circ$ , canal  $\Sigma$  de la antena definitiva

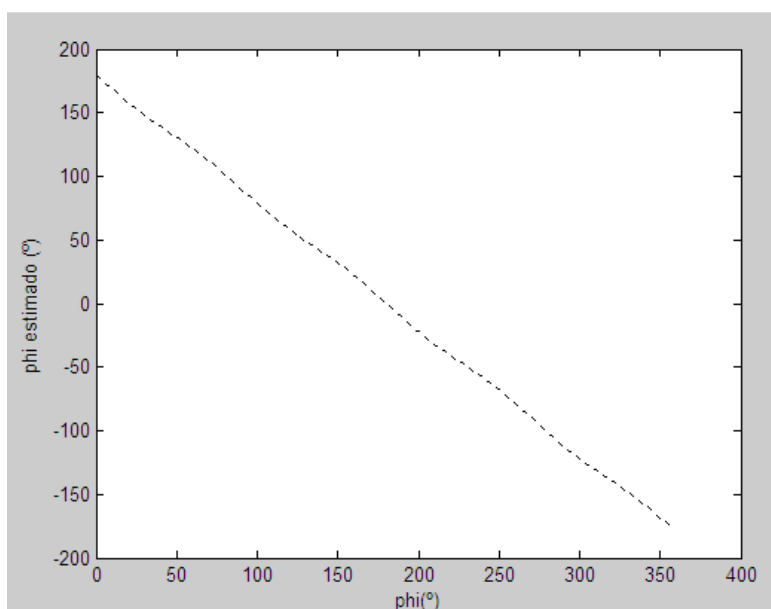


**Figura 5.46.** Diagrama de radiación en polares,  $\varphi = 90^\circ$ , canal  $\Delta$  de la antena definitiva

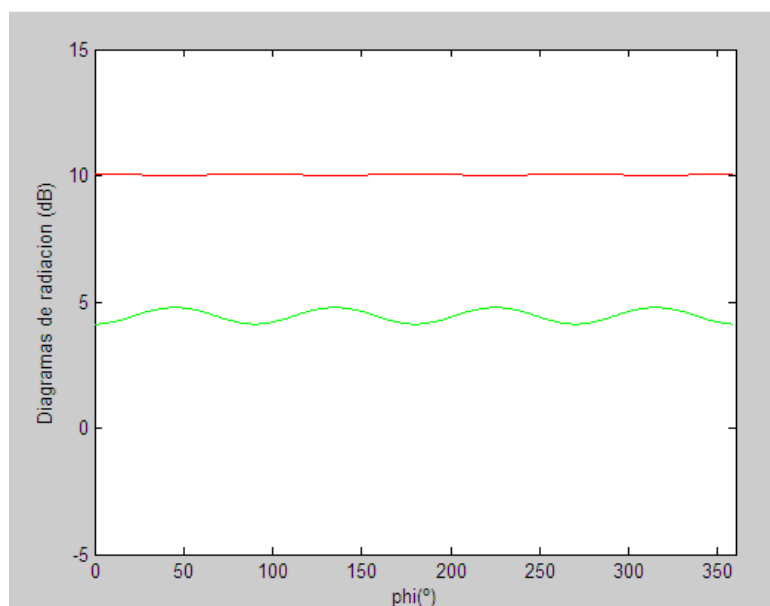
Seguidamente se obtiene, utilizando Matlab, la curva de calibración y el diagrama de radiación siguiendo el procedimiento explicado en apartados anteriores.

Como puede observarse en la figura 5.47, la curva apenas presenta rizado, por lo que la detección del ángulo de llegada puede calcularse sin problemas.

La figura 5.48 muestra el diagrama de radiación obtenido a partir de Matlab. La línea que aparece representa el diagrama de radiación del canal  $\Sigma$  y la verde la del canal  $\Delta$ .



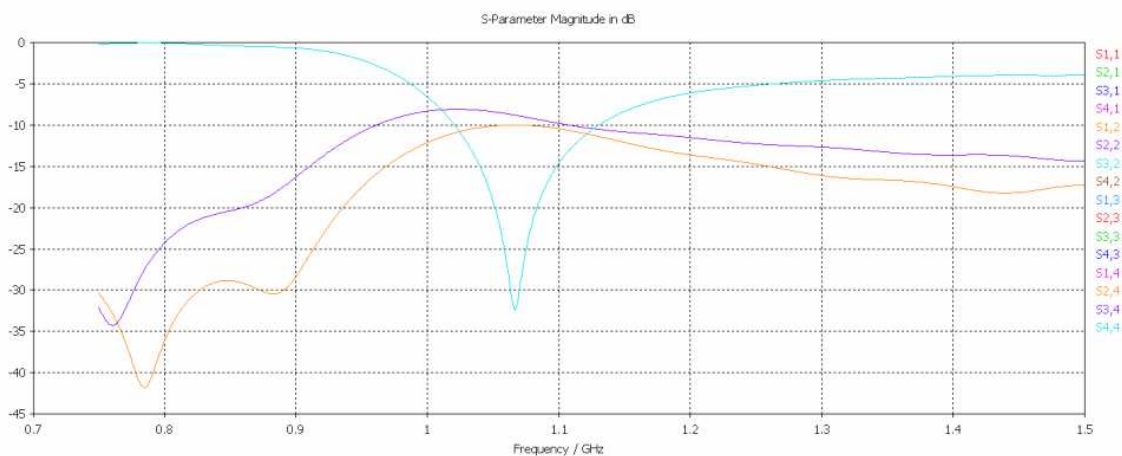
**Figura 5.47.** Curva de calibración de la antena definitiva



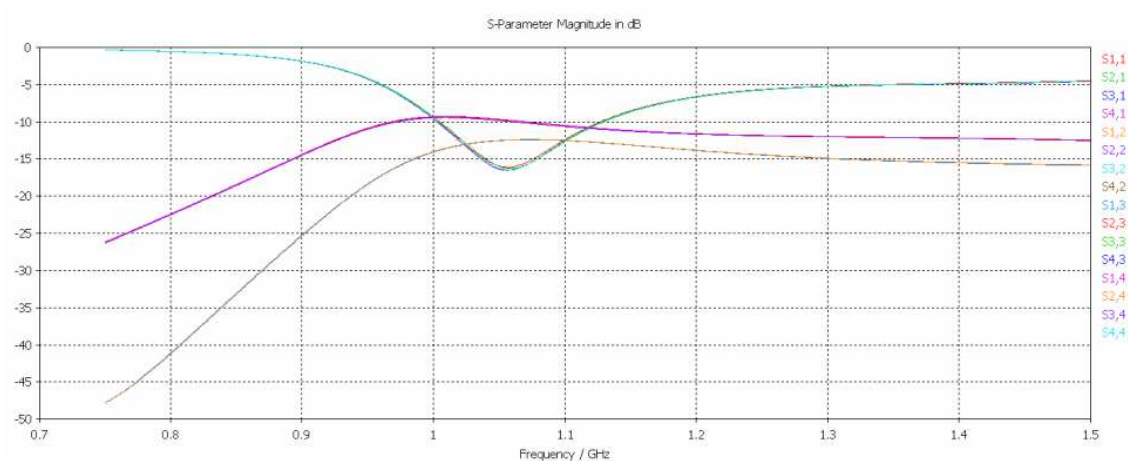
**Figura 5.48.** Diagrama de radiación de la antena definitiva

Finalmente, se ha realizado una simulación de la antena en el dominio de la frecuencia para validar, de forma cruzada, los resultados obtenidos mediante el análisis en el dominio del tiempo. Se comprueba que la respuesta no cambia de forma significativa.

Los resultados obtenidos son los que se muestran a continuación.



**Figura 5.49.** Parámetros S de la antena final en el dominio temporal

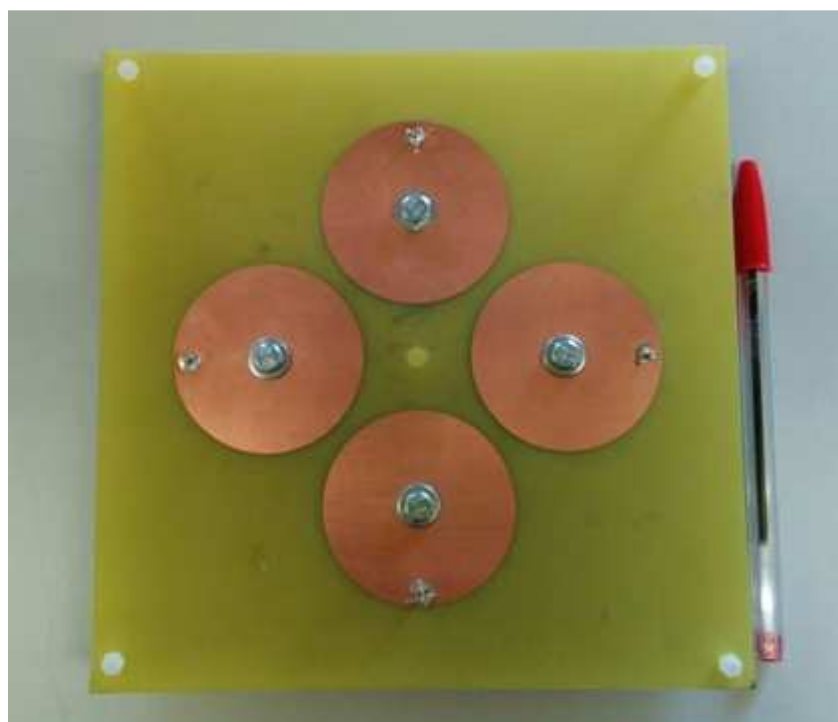


**Figura 5.50.** Parámetros S de la antena final en el dominio frecuencial

## 6. Construcción de la antena

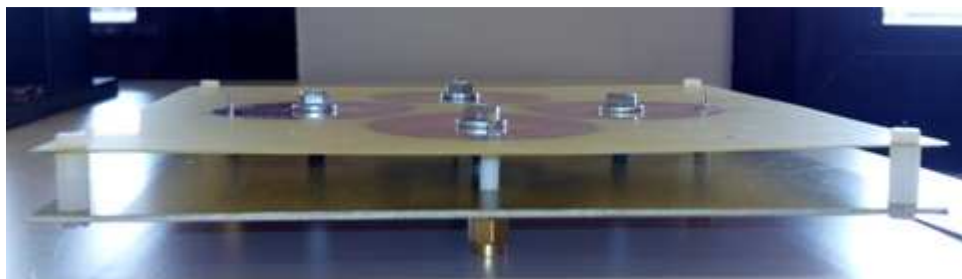
Tras optimizar el diseño de la antena, se pasa a su construcción y medida. Aunque inicialmente se planteó utilizar un sustrato de espuma, finalmente se decidió utilizar un dieléctrico aire.

La técnica empleada para construir la antena es la de fresado mecánico. En la siguiente figura (figura 6.1) se puede observar el resultado final desde una perspectiva frontal. En esta imagen es fácil apreciar los cuatro parches con sus postes centrales (se aprecia la tuerca del tornillo) y las soldaduras de las cuatro sondas coaxiales.



**Figura 6.1.** Vista frontal del prototipo diseñado

Por otro lado, la figura 6.2 muestra el aspecto que presenta la antena desde un punto de vista lateral.



**Figura 6.2.** Vista lateral del prototipo diseñado



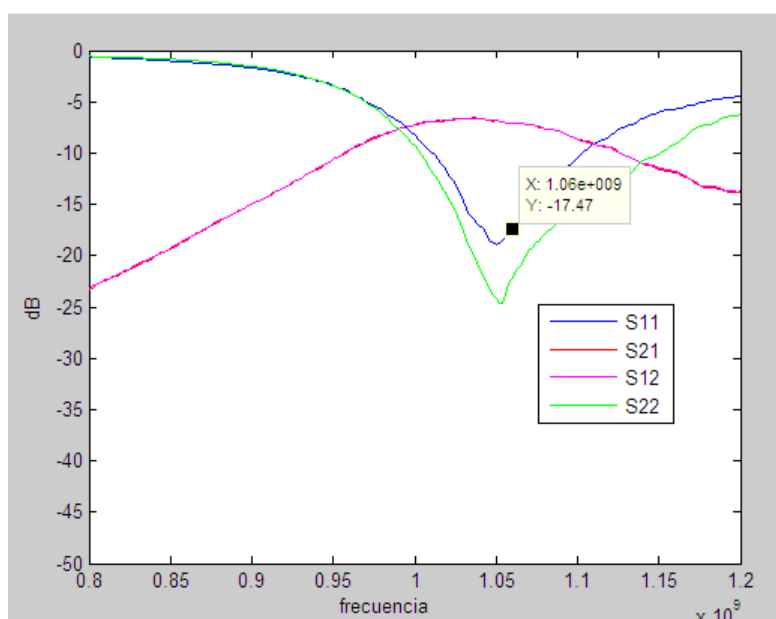
Finalmente, se pasa a realizar las medidas de los parámetros S. Estas medidas se realizaron en el laboratorio de Radiofrecuencia, del Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones, de la Universidad Carlos III de Madrid empleando el analizador vectorial de redes Agilent 8753E. Previo a la realización de las medidas se calibró el equipo para su buen funcionamiento. En el laboratorio se verificó que el nivel de adaptación conseguido es muy bueno. A continuación, se muestran algunos de los resultados obtenidos.

Diseño	Simulación CST	Medido en Laboratorio
<b>S<sub>11</sub> a 1.06GHz</b>	-17.65dB	-17.47dB
<b>S<sub>11</sub> a 1.03GHz</b>	-11.12dB	-14.66dB
<b>S<sub>11</sub> a 1.09GHz</b>	-13.33dB	-12.19dB
<b>Ancho de banda a -10dB</b>	8.04%.	8.49%

**Tabla 6.1.** Comparación de resultados finales obtenidos

Otros parámetros significativos son los obtenidos de la combinación de dos parches que se encuentran muy próximos entre sí (figura 6.3 y figura 6.4) y la combinación de un parche con el parche que está situado enfrente, quedando alejados entre sí (figura 6.5). Según el procedimiento habitual, para realizar esta medida, se cargaron con resistencias de 50  $\Omega$  los puertos no utilizados. El resultado del resto de combinaciones de parámetros S que se han obtenido teniendo en cuenta las simetrías no cambia significativamente. Por razones de espacio se decide no añadirlas.

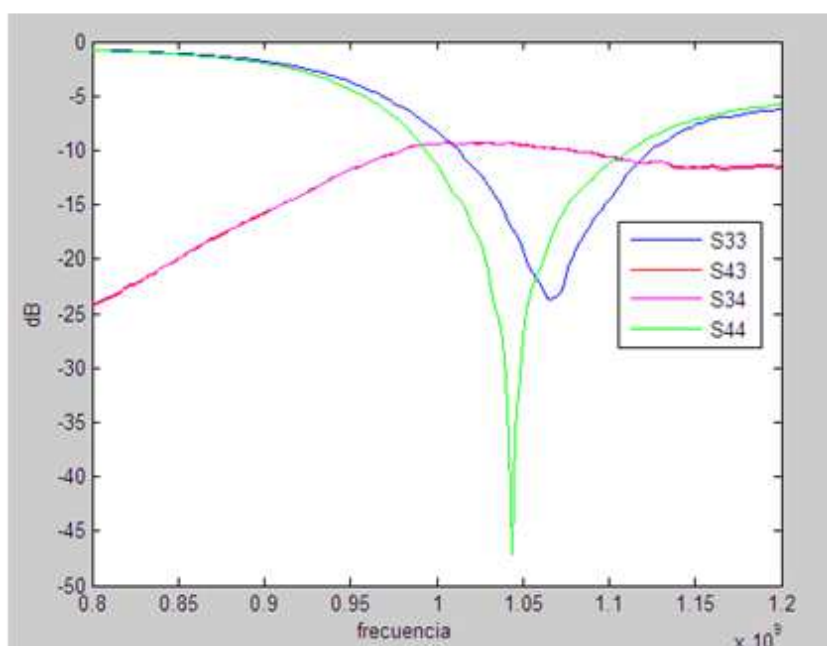
Como se ha mencionado anteriormente, las siguientes figuras se corresponden con las combinaciones en las que los parches están más próximos entre ellos (parches 1-2 y parches 3-4).



**Figura 6.3.** Gráfica de los parámetros S al medir los puertos 1 y 2, quedando adaptados los puertos 3 y 4

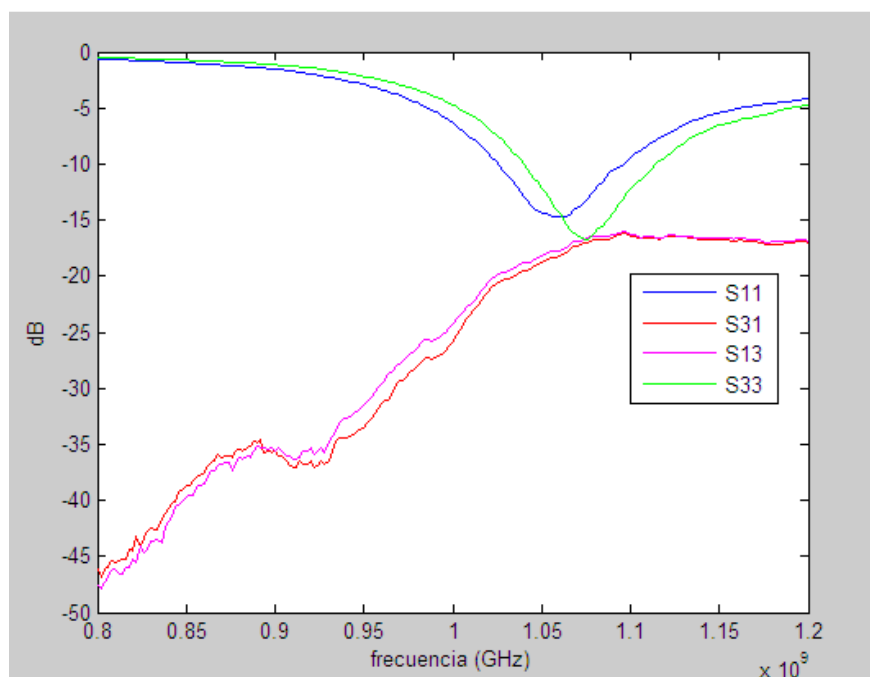
En la figura 6.3 se consigue un peor nivel de adaptación respecto a la siguiente figura y a la adaptación del puerto 2 ( $S_{22}$ ), debido a asimetrías en el proceso de calibración del puerto 1.

En la siguiente imagen en la que no se mide el puerto 1 (figura que se corresponde con los parámetros  $S$  obtenidos al medir los puertos 3 y 4, quedando los puertos 1 y 2 adaptados mediante una impedancia de  $50\Omega$ ), puede observarse que la adaptación es muy buena, sobrepasando los  $-45\text{dB}$ , aunque se ha producido un desplazamiento de la frecuencia de trabajo hacia frecuencias menores. No obstante, el nivel de adaptación en  $1.06\text{GHz}$  sigue siendo bueno. Por otro lado, el acoplo mutuo es alto, algo que ya se esperaba desde las simulaciones.



**Figura 6.4.** Gráfica de los parámetros  $S$  al medir los puertos 3 y 4, quedando adaptados los puertos 1 y 2

Esta última imagen muestra los resultados obtenidos al medir dos parches alejados entre sí. Puede apreciarse que el nivel de adaptación ha empeorado respecto a la figura 6.4, pero es similar a la obtenida en la imagen 6.3, debido a que entra en juego el puerto 1. No obstante, el nivel de acoplo mutuo ha mejorado notablemente en comparación con las dos figuras anteriormente presentadas (figura 6.3 y figura 6.4). Esto se debe, como ya se ha comentado en varias ocasiones, a que los parches están más alejados entre sí y hay una menor interferencia (caso figura 6.5).



**Figura 6.5.** Gráfica de los parámetros S al medir los puertos 1 y 4, quedando adaptados los puertos 2 y 3

## 7. Conclusiones y líneas futuras

En este capítulo se van a exponer las conclusiones que se han obtenido a lo largo del presente trabajo de fin de grado.

El propósito de este proyecto ha sido diseñar y construir una antena con potencial para desarrollar las mismas funciones que una antena TCAS, diferenciándose de esta en la tecnología empleada. Como se ha mencionado con anterioridad, originalmente las antenas TCAS están formadas por cuatro monopolos o por alguna versión modificada de esta antena de hilo. El desafío de este proyecto ha sido conseguir características similares (o mismas características) a nivel funcional, pero empleando la tecnología microstrip, beneficiándose de esta forma, de las ventajas que este tipo de tecnología proporciona y que han sido citadas a lo largo del proyecto. Tal y como se ha demostrado mediante simulaciones y resultados, este objetivo ha sido llevado a cabo correctamente.

Con respecto a este diseño en particular, se ha comprobado que un factor importante es la elección del sustrato utilizado, ya que características como la permitividad y el grosor del sustrato son capaces de modificar las prestaciones de la antena.

Otros parámetros capaces de provocar cambios en las prestaciones son la posición de los cuatro pines cortocircuitados dentro de la antena, así como también, la distancia de separación entre ellos y el diámetro de los mismos. Se ha demostrado que el empleo de cuatro pines cortocircuitados situados en una posición óptima y con un radio adecuado, consiguen mejores niveles de adaptación y unas pérdidas por reflexión más pequeñas que las que se obtienen empleando un poste central. No obstante, tal y como se ha explicado en capítulos anteriores (ver apartado 5.4.3), finalmente se utiliza un único poste central para simplificar la construcción de la antena.

Una vez se comenzó con el diseño del array, se observó que la posición de cada elemento es también un factor relevante. Si se aumenta la distancia de separación, el margen visible aumenta y comienzan a aparecer grating lobes, pero si se busca, como es el caso, que esta distancia de separación sea la menor posible, la separación entre los parches radiantes es menor y esto causa un mayor nivel de acoplo empeorando los resultados finales.

La posición de la sonda coaxial en cada elemento es un parámetro significativo que afecta a las propiedades de la antena. Después de realizar simulaciones y analizar los resultados se concluyó que los peores niveles de reflexión se obtenían en los casos en los que las sondas coaxiales de cada elemento del array estaban más próximas entre sí, ya que aparecían mayores niveles de acoplo.

Finalmente, se ha planteado un diseño caracterizado por un sustrato común que nos permite mayor proximidad entre elementos, consiguiendo un diseño más compacto. También, se ha demostrado que no es necesario recurrir a un diseño formado por un conjunto de pines para obtener buenos resultados, escogiéndose, por consiguiente, el diseño caracterizado por la presencia de un único poste central.



Se calculó, también, la curva monopulso correspondiente a la solución elegida a partir de simulaciones, obteniéndose un resultado de alta linealidad.

Tras la construcción de la antena, se puede afirmar que los resultados son muy satisfactorios y comparables a los obtenidos en las simulaciones.

Como futuras líneas de investigación sería interesante hacer una medida de la antena en una cámara anecoica para extraer las características de radiación precisas. Para mejorar la presente antena también resultaría interesante evaluar la precisión de la estimación monopulso a partir de un análisis que incluya el error de medida y el ruido.

Otra posible vía de desarrollo podría ser reducir más el tamaño de la antena empleando algún sustrato distinto y tratar de ajustar el tamaño a las medidas de las antenas TCAS comerciales. También, se podría plantear la utilización de parches con otra forma distinta a la circular, que es la que se ha empleado en este diseño.

Finalmente, otra línea de investigación puede ser estimar las pérdidas de la antena (su eficiencia) y analizar la variación de la respuesta de la antena al cambiar las condiciones de temperatura de operación (hay que tener en cuenta el medio extremo en el que esta antena tendría que funcionar).



# Presupuesto

## PRESUPUESTO

### 1. Autora

PATRICIA LEÓN VILLAREJO

### 2. Departamento

Teoría de la señal y comunicaciones

### 3. Descripción del Trabajo de Fin de Grado

- Título: Diseño de una antena de bajo perfil para un sistema anticolidión embarcado
- Duración: 5 meses

### 4. Presupuesto total

Coste total **22.523,57€**

### 5. Desglose presupuestario

#### COSTES DE PERSONAL

Categoría	Salario bruto mensual	Salario neto mensual*	Dedicación	Coste
Ingeniero Senior	4.166,67 €	3.024,66 €	3 meses	12.500,01 €
Ingeniero Junior	1.833,33 €	1.514,18 €	5 meses	9.166,65 €
<b>Coste total</b>				<b>21.666,66 €</b>

\*Retención del IRPF y Seguridad Social

#### EQUIPOS

Descripción	Coste	Dedicación	Periodo de depreciación	Coste de amortización**
Ordenador Portátil	656,00 €	6 meses	60 meses	65,60 €
Licencia CST Microwave Studio	2.499,00 €	6 meses	60 meses	249,90 €
Licencia MATLAB	2.000,00 €	2 meses	60 meses	66,67 €
Analizador de redes Agilent 8753E	5.171,83 €	0.25 mes	60 meses	21,55 €
<b>Coste total</b>				<b>403,72 €</b>

\*\*Fórmula para el cálculo de la amortización:

$$\frac{\text{Coste} \times \text{Dedicación}}{\text{Periodo de depreciación}}$$



#### **SUBCONTRATACIÓN DE TAREAS**

<b>Descripción</b>	<b>Empresa</b>	<b>Coste imputable</b>
Oficina técnica	Empresa asociada a la Universidad	353,19 €
<b>Coste total</b>		<b>353,19 €</b>

#### **COSTES DE MATERIAL FUNGIBLE**

<b>Descripción</b>	<b>Empresa</b>	<b>Coste imputable</b>
Material de la antena		100 €
<b>Coste total</b>		<b>100 €</b>

#### **6. Resumen de costes**

<b>Costes de personal</b>	21.666,66 €
<b>Coste de amortización</b>	403,72 €
<b>Subcontratación de tareas</b>	353,19 €
<b>Costes de material fungible</b>	100 €
<b>Coste total</b>	<b>22.523,57 €</b>

# Índice de Figuras

Figura 2.1. Tipos de avisos.....	3
Figura 2.2. TCAS Display [7].....	5
Figura 2.3. Instrumentación EFIS (Electronic Flight Instrument System) [7].....	5
Figura 2.4. Técnica Pregunta/Respuesta.....	6
Figura 2.5. Componentes TCAS [6] .....	6
Figura 2.6. Antena TCAS .....	8
Figura 2.7. Orientación de los elementos del array [10].....	9
Figura 2.8. Red de alimentación de la antena [10].....	9
Figura 2.9. Antena de hilo .....	10
Figura 2.10. Dipolo con variación de corriente triangular.....	10
Figura 2.11. Diagrama de radiación de un dipolo corto con corriente uniforme .....	11
Figura 2.12. (a) Monopolo de longitud $L$ frente a (b) dipolo de longitud $2L$ .....	13
Figura 2.13. Corte transversal de una línea microstrip.....	14
Figura 2.14. Formas de parche metálico radiante.....	14
Figura 2.15. Estructura de antena microstrip.....	15
Figura 2.16. Lóbulos de un diagrama de radiación direccional.....	15
Figura 2.17. Antena microstrip alimentada mediante línea de transmisión .....	16
Figura 2.18. Antena microstrip alimentada mediante sonda coaxial.....	17
Figura 2.19. Antena microstrip alimentada mediante acoplo por ranura.....	17
Figura 2.20. Antena microstrip alimentada mediante acoplo por proximidad .....	18
Figura 2.21. Esquema del modelo de línea de transmisión .....	19
Figura 2.22. Esquema del modelo de cavidad .....	19
Figura 2.23. Distribución de las cargas y creación de densidad en el parche.....	20
Figura 2.24. Array Plano de $M \times N$ elementos situados en el plano $XY$ .....	21
Figura 3.1. Antena utilizada en el TCAS.....	22
Figura 3.2. Esquema general del Trabajo de Fin de Grado.....	23
Figura 4.1. Vista lateral del parche circular en modo cero cortocircuitado mediante poste central.....	26
Figura 4.2. Vista frontal del parche circular en modo cero cortocircuitado mediante poste central .....	26
Figura 4.3. Diagrama de radiación en 3D del parche en modo cero cortocircuitado mediante poste central.....	26
Figura 4.4. Parámetro $S_{11}$ del parche circular en modo cero cortocircuitado mediante poste central.....	27
Figura 4.5. Diagrama de radiación en 3D del parche circular en modo cero cortocircuitado mediante poste central.....	28
Figura 4.6. Diagrama de radiación en coordenadas polares, $\theta = 90^\circ$ , del parche circular en modo cero cortocircuitado mediante poste central .....	28
Figura 4.7. Diagrama de radiación en coordenadas polares, $\phi = 90^\circ$ del parche circular en modo cero cortocircuitado mediante poste central .....	28
Figura 4.8. Parámetro $S_{11}$ del parche circular en modo cero cortocircuitado mediante poste central.....	29
Figura 4.9. Vista lateral de la antena con sustratos FR-4.....	30
Figura 4.10. Parámetro $S_{11}$ de la antena con sustratos FR-4.....	30
Figura 4.11. Diagrama de radiación en 3D de la antena con sustratos FR-4 .....	31
Figura 4.12. Diagrama de radiación en coordenadas polares, $\phi = 90^\circ$ , de la antena con sustratos FR-4 .....	31
Figura 4.13. Diagrama de radiación en coordenadas polares, $\theta = 90^\circ$ , de la antena con sustratos FR-4.....	31
Figura 4.14. Vista lateral de la antena con cuatro pines cortocircuitados .....	33
Figura 4.15. Parámetro $S_{11}$ de la antena con cuatro pines cortocircuitados.....	33
Figura 4.16. Diagrama de radiación en 3D de la antena con cuatro pines cortocircuitados.....	34
Figura 4.17. Diagrama de radiación en coordenadas polares, $\phi = 90^\circ$ , de la antena con cuatro pines cortocircuitados.....	34





Figura 4.18. Diagrama de radiación en coordenadas polares, $\theta = 90^\circ$ , de la antena con cuatro pines cortocircuitados.....	34
Figura 5.1. Curva de calibración de un array con cuatro antenas ideales isotrópicas separadas $\lambda/4$ .....	36
Figura 5.2. Diagrama de radiación de un array con cuatro antenas ideales isotrópicas separadas $\lambda/4$ .....	37
Figura 5.3. Vista principal del array con cuatro pines cortocircuitados y distancia de separación igual a $0.53\lambda$ .....	38
Figura 5.4. Parámetro $S_{11}$ del array con cuatro pines cortocircuitados y distancia de separación igual a $0.53\lambda$ .....	39
Figura 5.5. Diagrama de radiación en 3D canal $\Sigma$ del array con cuatro pines cortocircuitados y distancia de separación igual a $0.53\lambda$ .....	39
Figura 5.6. Curva de calibración del array con cuatro pines cortocircuitados y distancia de separación igual a $0.53\lambda$ .....	40
Figura 5.7. Topología A.....	41
Figura 5.8. Topología B.....	42
Figura 5.9. Topologías C, D y E.....	42
Figura 5.10. Parámetro $S_{11}$ del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a $\lambda/2$ .....	44
Figura 5.11. Diagrama de radiación en 3D canal $\Sigma$ del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a $\lambda/2$ .....	45
Figura 5.12. Diagrama de radiación en 3D canal $\Delta$ del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a $\lambda/2$ .....	45
Figura 5.13. Vista lateral y frontal del array con cuatro pines centrales y separación entre parches de $0.388\lambda$ .....	46
Figura 5.14. Parámetro $S_{11}$ del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a $0.388\lambda$ .....	47
Figura 5.15. Diagrama de radiación en 3D canal $\Sigma$ del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a $0.388\lambda$ .....	47
Figura 5.16. Diagrama de radiación en 3D canal $\Delta$ del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a $0.388\lambda$ .....	47
Figura 5.17. Antena vista lateral y frontal del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	48
Figura 5.18. Parámetros $S_{11}$ del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	48
Figura 5.19. Parámetros S del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	49
Figura 5.20. Diagrama de radiación 3D canal $\Sigma$ del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	49
Figura 5.21. Diagrama de radiación 3D canal $\Delta$ del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	49
Figura 5.22. Diagrama de radiación en polares, $\varphi = 90^\circ$ , canal $\Sigma$ del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	50
Figura 5.23. Diagrama de radiación en polares, $\varphi = 90^\circ$ , canal $\Delta$ del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	50
Figura 5.24. Diagrama de radiación en polares, $\theta = 90^\circ$ , canal $\Sigma$ del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	50
Figura 5.25. Diagrama de radiación en polares, $\theta = 90^\circ$ , canal $\Delta$ del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	51
Figura 5.26. Curva de calibración del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	51
Figura 5.27. Diagrama de radiación en Matlab del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	52
Figura 5.28. Antena vista lateral y frontal del array con poste central y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	53
Figura 5.29. Parámetros $S_{11}$ del array del array con poste central y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	53



Figura 5.30. Parámetros $S$ del array con poste central y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	53
Figura 5.31. Diagrama de radiación 3D canal $\Sigma$ del array con poste central y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	54
Figura 5.32. Diagrama de radiación 3D canal $\Delta$ del array con poste central y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	54
Figura 5.33. Diagrama de radiación en polares, $\varphi = 90^\circ$ , canal $\Sigma$ del array con poste central y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	54
Figura 5.34. Diagrama de radiación en polares, $\varphi = 90^\circ$ , canal $\Delta$ del array con poste central y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	55
Figura 5.35. Diagrama de radiación en polares, $\theta = 90^\circ$ , canal $\Sigma$ del array con poste central y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	55
Figura 5.36. Diagrama de radiación en polares, $\theta = 90^\circ$ , canal $\Delta$ del array con poste central y separación entre parches igual a $0.31\lambda$ .....	55
Figura 5.37. Vista frontal de la antena definitiva .....	57
Figura 5.38. Parámetro $S_{11}$ antena final con mallado intermedio .....	58
Figura 5.39. Parámetro $S_{11}$ de la antena definitiva .....	58
Figura 5.40. Parámetros $S$ de la antena definitiva .....	59
Figura 5.41. Diagrama de radiación en 3D, canal $\Sigma$ de la antena definitiva .....	59
Figura 5.42. Diagrama de radiación en 3D, canal $\Delta$ de la antena definitiva .....	59
Figura 5.43. Diagrama de radiación en polares, $\theta = 90^\circ$ , canal $\Sigma$ de la antena definitiva .....	60
Figura 5.44. Diagrama de radiación en polares, $\vartheta=90^\circ$ , canal $\Delta$ de la antena definitiva .....	60
Figura 5.45. Diagrama de radiación en polares, $\varphi = 90^\circ$ , canal $\Sigma$ de la antena definitiva .....	60
Figura 5.46. Diagrama de radiación en polares, $\varphi = 90^\circ$ , canal $\Delta$ de la antena definitiva .....	61
Figura 5.47. Curva de calibración de la antena definitiva .....	61
Figura 5.48. Diagrama de radiación de la antena definitiva .....	62
Figura 5.49. Parámetros $S$ de la antena final en el dominio temporal .....	62
Figura 5.50. Parámetros $S$ de la antena final en el dominio frecuencial .....	63
Figura 6.1. Vista frontal del prototipo diseñado .....	64
Figura 6.2. Vista lateral del prototipo diseñado .....	64
Figura 6.3. Gráfica de los parámetros $S$ al medir los puertos 1 y 2, quedando adaptados los puertos 3 y 4 .....	65
Figura 6.4. Gráfica de los parámetros $S$ al medir los puertos 3 y 4, quedando adaptados los puertos 1 y 2 .....	66
Figura 6.5. Gráfica de los parámetros $S$ al medir los puertos 1 y 4, quedando adaptados los puertos 2 y 3 .....	67



## Índice de Tablas

<i>Tabla 4.1. Dimensiones parche circular en modo cero cortocircuitado mediante poste central.....</i>	<i>25</i>
<i>Tabla 4.2. Dimensiones de la antena con sustratos FR-4 .....</i>	<i>30</i>
<i>Tabla 4.3. Tabla comparativa entre la antena con sustrato aire y la antena con sustratos FR-4 .....</i>	<i>32</i>
<i>Tabla 4.4. Dimensiones de la antena con cuatro pines cortocircuitados .....</i>	<i>33</i>
<i>Tabla 4.5. Tabla comparativa para antena con poste central y antena con pines cortocircuitados .....</i>	<i>35</i>
<i>Tabla 5.1. Dimensiones del array con cuatro pines cortocircuitados y distancia de separación igual a <math>0.53\lambda</math> .....</i>	<i>38</i>
<i>Tabla 5.2. Dimensiones empleadas en el diseño de las distintas topologías.....</i>	<i>43</i>
<i>Tabla 5.3. Dimensiones del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a <math>\lambda/2</math>.....</i>	<i>44</i>
<i>Tabla 5.4. Dimensiones del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a <math>0.388\lambda</math>.....</i>	<i>46</i>
<i>Tabla 5.5. Dimensiones del array con cuatro pines centrales y separación entre parches igual a <math>0.31\lambda</math>.....</i>	<i>48</i>
<i>Tabla 5.6. Dimensiones del array con poste central y separación entre parches igual a <math>0.31\lambda</math> .....</i>	<i>53</i>
<i>Tabla 5.7. Tabla comparativa del diseño con pines y el diseño con poste central .....</i>	<i>56</i>
<i>Tabla 5.8. Dimensiones de la antena definitiva.....</i>	<i>57</i>
<i>Tabla 6.1. Comparación de resultados finales obtenidos .....</i>	<i>65</i>



## Bibliografía

- [1] *CST Microwave Studio 2011*. Computer Simulation Technology [en línea]. Disponible en web: <<http://www.cst.com>>
- [2] Organización Internacional del Trabajo. *La aviación civil y los cambios en su entorno laboral* [en línea]. Primera Edición 2013, Ginebra (Suiza): Oficina Internacional del Trabajo, Febrero 2013. [Consulta: 05/03/2014]. Disponible en web: <[http://www.ilo.org/wcmsp5/groups/public/---ed\\_dialogue/---sector/documents/meetingdocument/wcms\\_201283.pdf](http://www.ilo.org/wcmsp5/groups/public/---ed_dialogue/---sector/documents/meetingdocument/wcms_201283.pdf)>. ISBN 978-92-2-326567-0 (versión Web pdf)
- [3] *Plan Estratégico para el Sector Aeronáutico Español en el Período 2008-2016* [en línea]. Madrid: Centro para el Desarrollo Tecnológico Industrial (CDTI)/ Departamento de Aeronáutica, Julio 2007. [Consulta: 05/03/2014]. Disponible en web: <[http://www.cdti.es/recursos/publicaciones/archivos/43134\\_257257200791039.pdf](http://www.cdti.es/recursos/publicaciones/archivos/43134_257257200791039.pdf)>
- [4] *Aeronáuticos* [en línea]. Edición 246, Madrid: Colegio Oficial de Ingenieros Aeronáuticos de España, Abril 2013. [Consulta: 10/03/2014]. Disponible en web: <[http://www.coiae.com/NdSite/OnLineCache/FMS/55/69/9fcec4564da7bad52b15f9acf2c84f91/AERONAUTICOS\\_246.pdf](http://www.coiae.com/NdSite/OnLineCache/FMS/55/69/9fcec4564da7bad52b15f9acf2c84f91/AERONAUTICOS_246.pdf)>
- [5] Carlos Caspueñas. Sistemas Anticolisión Embarcados. *ATC Magazine* [en línea]. Edición nº 67, v. XVII, p. 34-39, Sevilla Invierno 2011. [Consulta: 12/03/2014]. Disponible en web: <[http://issuu.com/spanishatcmagazine/docs/n\\_\\_mero\\_67](http://issuu.com/spanishatcmagazine/docs/n__mero_67)>
- [6] J. M. Miguelanez García. ATC/TCAS, *Referencia Digital para Técnicos en Mantenimiento de Aeronaves* [en línea]. [Consulta: 12/03/2014]. Disponible en web: <[http://books.google.es/books?id=hdbbUxqVfhcC&pg=PA584&lpg=PA584&dq=modo+s+transponder+tcas&source=bl&ots=p2-gCh1bM2&sig=pb\\_-1OvBlzoBWX6O6HXsa\\_yiNu0&hl=es&sa=X&ei=Rn-8UsScKfCY1AWs1IHAAQ&ved=0CEgQ6AEwBA#v=onepage&q=modo%20s%20transponder%20tcas&f=false](http://books.google.es/books?id=hdbbUxqVfhcC&pg=PA584&lpg=PA584&dq=modo+s+transponder+tcas&source=bl&ots=p2-gCh1bM2&sig=pb_-1OvBlzoBWX6O6HXsa_yiNu0&hl=es&sa=X&ei=Rn-8UsScKfCY1AWs1IHAAQ&ved=0CEgQ6AEwBA#v=onepage&q=modo%20s%20transponder%20tcas&f=false)>
- [7] FAA. *Introduction to TCAS II Version 7* [en línea]. U.S. Department of Transportation, Federal Aviation Administration, Noviembre 2000. [Consulta: 03/12/2013]. Disponible en web: <<file:///D:/Mis%20documentos/Downloads/tcas.pdf>>
- [8] James K. Kuchar y Ann C. Drumm. *The Traffic Alert and Collision Avoidance System* [en línea]. Edición Vol. 16, Nº 2, Lincoln Laboratory Journal, 2007. [Consulta: 03/12/2013]. Disponible en web: <[https://www.ll.mit.edu/publications/journal/pdf/vol16\\_no2/16\\_2\\_04Kuchar.pdf](https://www.ll.mit.edu/publications/journal/pdf/vol16_no2/16_2_04Kuchar.pdf)>



- [9] *Programa ACAS II* [en línea]. Agencia Estatal de Seguridad Aérea (AESA), Ministerio de Fomento. [Consulta: 13/03/2014]. Disponible en web: <[http://www.seguridadaaerea.gob.es/lang\\_castellano/navegacion/programas/acas/progra.aspx](http://www.seguridadaaerea.gob.es/lang_castellano/navegacion/programas/acas/progra.aspx)>
- [10] D.A. Spencer, R.R. LaFrey, J. DiBartolo y W.H. Harman. *TCAS Experimental Unit (TEU) Hardware Description*. Edición ATC-133, Massachusetts: The Lincoln Laboratory, Massachusetts Institute of Technology, Junio 1986-. [Consulta: 27/11/2013]. Disponible en web: <[http://www.ll.mit.edu/mission/aviation/publications/publication-files/atc-reports/Spencer\\_1986\\_ATC-133\\_WW-15318.pdf](http://www.ll.mit.edu/mission/aviation/publications/publication-files/atc-reports/Spencer_1986_ATC-133_WW-15318.pdf)>
- [11] W. H. Harman. *TCAS: A System for Preventing Midair Collision*. Edición N° 3, Vol. 2, The Lincoln Laboratory Journal, 1989
- [12] C.A. Balanis. *Antenna Theory, Analysis and Design*. 3<sup>rd</sup> edición, John Wiley & Sons, New Jersey, 2005
- [13] J. Anguera y A. Pérez. *Teoría de Antenas*. Ingeniería I Arquitectura La SALLE, 2008
- [14] Jean- François Zürcher y Fred E. Gardiol. *Broadband Patch Antennas*. Artech House, Boston, 1995
- [15] V. González Posadas, D. Segovia Vargas, E. Rajo Iglesias, J.L. Vázquez Roy y C. Martín Pascual. *Approximate Analysis of Short Circuited Ring Patch Antenna Working at  $TM_{01}$  Mode*. IEEE Transactions on antennas and propagation, N° 6, Vol. 54, Junio 2006
- [16] J.L. Vázquez Roy, L. Inclán Sánchez, O. Quevedo Teruel, E. Rajo Iglesias. *Wideband Zero-Mode Circular Patch Antenna*. Universidad Autónoma de Madrid
- [17] Matlab. Disponible en web: <<http://www.mathworks.es/products/matlab/>>